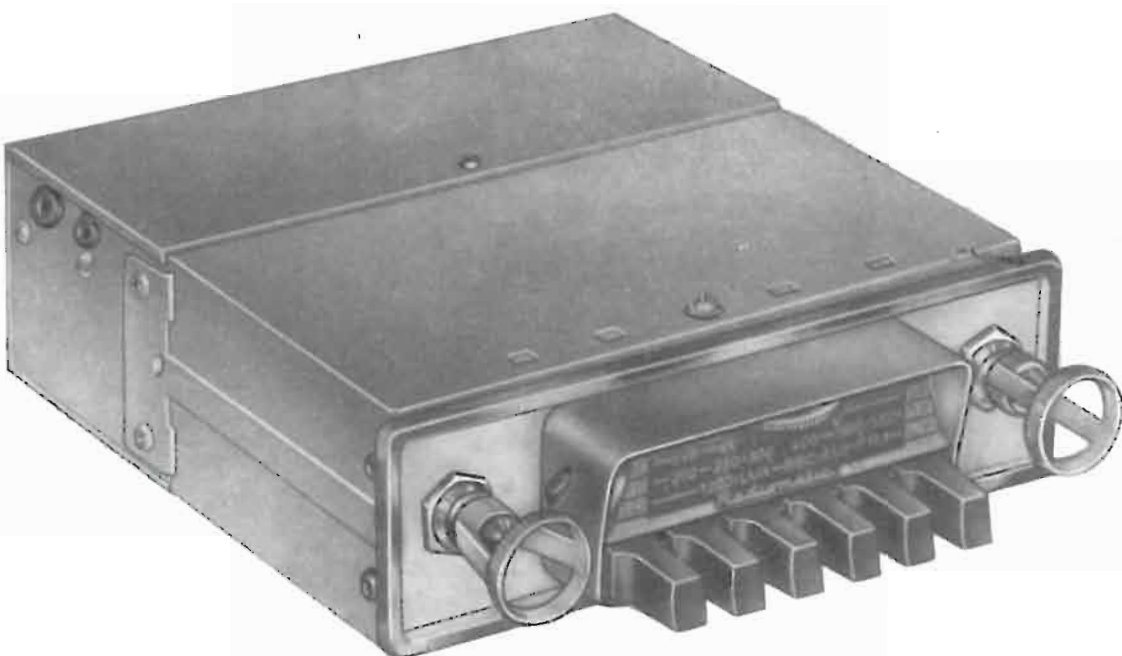
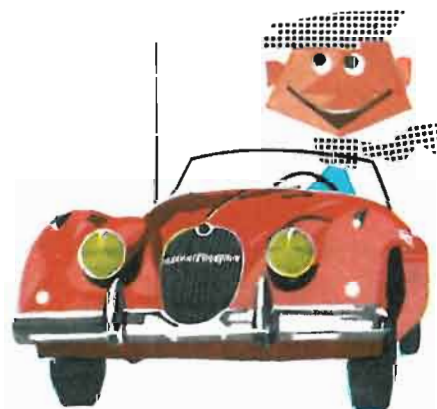
l'antenna
ANNO XXXVI - SETTEMBRE 1964
NUMERO
9
LIRE 350
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

HEATHKIT® 1964

OSCILLOSCOPIO Heathkit da 5" a larga banda... Tipo professionale

È l'oscilloscopio più completo della produzione Heathkit, adatto per qualsiasi tipo di rilevamento in tutti i campi dell'elettronica, compreso il servizio TV a colori. Col suo aiuto, è possibile vedere direttamente la forma d'onda di qualsiasi tipo di segnale, individuare gli stadi o i componenti difettosi, controllare le distorsioni, effettuare misure di guadagno degli stadi amplificatori, ed eseguire tutte le altre misure di laboratorio.
L'osservazione di forme d'onda critiche è resa assai facile grazie alla funzione razionale dei singoli controlli. L'eccellente linearità e la stabilità di funzionamento consentono una riproduzione fedele anche di segnali a frequenza assai elevata. Oltre ai normali dispositivi di controllo della frequenza dell'asse tempi, è munito di due frequenze fisse, e regolabili una volta tanto, per accelerare il lavoro in determinati campi, come ad esempio il servizio TV. Circuito di sincronismo e di soppressione della ritraccia automatici. Ingresso per asse « Z ».
L'apparecchio presenta tutti i requisiti che è possibile esigere in un oscilloscopio, in un laboratorio moderno e bene attrezzato.

IO-12

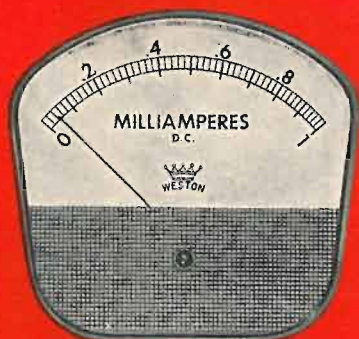
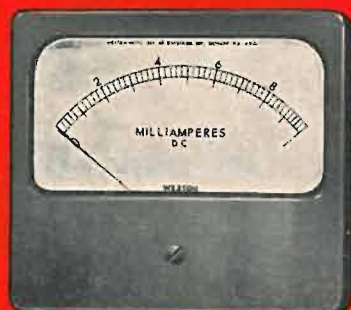
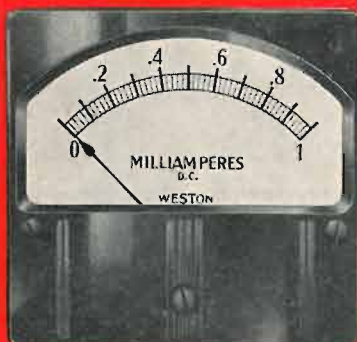
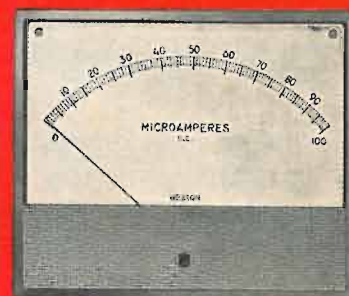
Mod. IO-12, peso 11 kg.

CARATTERISTICHE - (Canale verticale), Sensibilità: 0,01 volt per cm di deflessione (in valore eff.), alla frequenza di 1 kHz. **Responso alla frequenza (riferito al livello ad 1 kHz):** lineare entro 1 dB da 8 Hz a 2,5 MHz; entro + 1,5 e — 5 dB, fino a 5 MHz; responso a 3,58 MHz, — 2,2 dB. **Tempo di salita:** 0,08 microsecondi, o meno. **Impedenza di ingresso:** (riferita ad 1 kHz) 2,7 Mohm in posiz. « x1 »; 3,3 Mohm in posiz. « x10 » e « x100 ». **(Canale orizzontale), Sensibilità:** 0,12 volt per cm di deflessione ad 1 kHz. **Responso alla frequenza:** entro 1 dB da 1 Hz a 200 kHz; entro 3 dB da 1 Hz a 400 kHz. **Impedenza di ingresso:** 4,9 Mohm ad 1 kHz. **Generatore asse tempi:** da 10 Hz a 500 kHz, in cinque gamme con controllo a variazione continua, oltre a due frequenze fisse prestabilite, e selezionabili a commutatore. **Sincronismo:** automatico, con sistema ad accoppiamento catodico ad autolimitazione. **Alimentazione:** 220 volt C.A. 50 Hz, 80 watt. **Dimensioni:** cm 36 di altezza, 22 di larghezza, e 40,5 di profondità.

Organizzazione commerciale di vendita:

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel.736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti, 12 - Tel. 2244
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773

cinescopi

twin panel (bonded)

* 19" 23"-27"

VI SIETE MAI CHIESTI **PERCHÉ** SI TENTI COSÌ SPESSO DI IMITARLO NEL NOME E NELL'ASPETTO? **PERCHÈ** È TUTTO VETRO: È UN TUBO INDISPENSABILE PER EQUIPAGGIARE UN TELEVISORE DI ALTA CLASSE. **PERCHÈ** È UN TUBO CON SICUREZZA ANTIMPLOSIVA ILLIMITATA: È COSTRUITO CON LA STESSA TECNICA DEI VETRI ACCOPPIATI. **PERCHÈ** IL GRADO DI COLORAZIONE DELLO SCHERMO È STUDIATO IN MODO DA OTTENERE UNA IMMAGINE DIRETTA GRADEVOLE ALLA SENSIBILITÀ FISIOLOGICA DELL'OCCHIO.

autoprotetti

cinturato

16" 19" 23" *

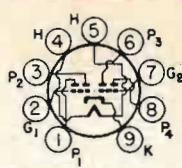
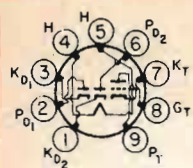
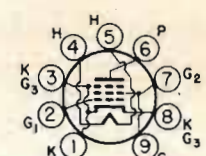
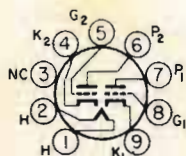
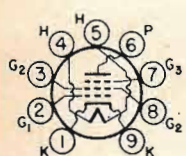
L'ESPERIENZA DELLA OWENS ILLINOIS CHE DA ANNI STUDIA I PROBLEMI RELATIVI ALLA SICUREZZA DEI CINESCOPI HA FINALMENTE CONSENTITO DI REALIZZARE UN TUBO CINTURATO CHE UNISCE ALLA CONVENIENZA ECONOMICA UN GRADO DI SICUREZZA CHE NON HA RISCONTRO IN NESSUN ALTRO SIMILARE.

raytheon-elsi

TUTTI I TIPI DI CINESCOPI AUTOPROTETTI RAYTHEON-ELSI SONO STATI APPROVATI DAI PRINCIPALI ENTI MONDIALI DEL SETTORE, TRA I QUALI L'UNDERWRITER LABORATORIES E IL CANADIAN STANDARDS. OTTEMPERANO ALLE NORME SULLA SICUREZZA DEI TELEVISORI SECONDO LE PRESCRIZIONI CNR/CEI/AEI (12/11 EDIZ. VIII-63 CAP 3° SEZ. 12)

RAYTHEON-ELSI S.P.A.

PALERMO

FILIALE ITALIA: PIAZZA CAVOUR, 1 - MILANO

TUBI ELETTRONICI PER INDUSTRIE, PROFESSIONALI, SPECIALI • DI SOLA COSTANTE IMPORTAZIONE USA • VASTO ASSORTIMENTO PRONTO • CAMPIONATURE E QUOTAZIONI A RICHIESTA

NATIONAL LEAD Co - INC. NEW YORK

PRIMI FORNITORI DELL'INDUSTRIA ELETTRONICA USA

LEGHE DI STAGNO IN FILO, BARRE E ALTRE FORME PER SALDATURA • METALLI PURISSIMI DI TITOLO GARANTITO • DEOSSIDANTI ASSOLUTAMENTE NON CORROSIVI A TOTALE VOLATIZZAZIONE • TRASCURABILE ESALAZIONE FUMI, BASSO INDICE TOSSICITÀ • ELEVATA SCORREVOLEZZA • TEMPI MINIMI SALDATURA • CATENE PIÙ RAPIDE • CAMPIONI GRATUITI • QUOTAZIONI COMPETITIVE

RICEVITORI E RICETRASMETTITORI PROFESSIONALI, TRAFFICO, COMMERCIALI • COMPONENTI ELETTRONICI • ALTA QUALITÀ PER INDUSTRIE ELETTRONICHE

ANTENNE ROMBICHE, CONICHE, LOG PERIODIC FISSE E ROTATIVE A FASCIO A PIÙ ELEMENTI, VERTICALI MOBILI, SPECIALI PER IMPIEGHI MILITARI, TRAFFICO, COMMERCIALI • PROGETTI E REALIZZAZIONI PARTICOLARI

ROTATORI PER ANTENNE • TIPI E POTENZE VARIE • INDICATORI POSIZIONE MILIAMPEROMETRICI, A COLLIMAZIONE, GIROSCOPICI • TELECOMANDO CON CAVI O ULTRASUONI
CONDENSATORI FISSI DI OGNI TIPO PER INDUSTRIE ELETTRONICHE

RELAYS COASSIALI PROFESSIONALI PER INDUSTRIE ELETTRONICHE, SEMPLICI, DOPPI, STELLARI, RELAYS ELETTRONICI • MICRORELAYS • CONNETTORI SPECIALI

FORNITURE DI TRASMETTITORI, RICEVITORI, APPARATI SPECIALI, PONTI RF • CONDENSATORI FISSI E VARIABILI NEL VUOTO • ACCESSORI E COMPONENTI PER INDUSTRIE E LABORATORI DI ELETTRONICA • IMPORTAZIONE DI MATERIALI SPECIALI IN VIA DEFINITIVA O IN TEMPORANEA • CHIEDERE OFFERTE E CONDIZIONI

STANDARD ELETTRONICA ITALIANA S.p.A.

SEDE CENTRALE GENOVA - VIA ORLANDO 24, TEL. 39 145

DISTRIBUTORI AUTORIZZATI IN TUTTA ITALIA

MICRO 6

Il primo microtelevisore a transistors "firmato" da una industria italiana, frutto di una collaborazione industriale ad alto livello. Un traguardo tecnico che si traduce in un fattore di prestigio.

Rivolgetevi alle Filiali REX di: Alessandria - Ancona - Bari - Bergamo - Bologna - Bolzano - Brescia - Cagliari - Catania - Catanzaro - Firenze - Follonica - Foggia - Frosinone - Gela - Genova - Imperia - Lecce - Lucca - Milano - Napoli - Padova - Palermo - Parma - Perugia - Pescara - Pordenone - Ravenna - Roma - Salerno - Sassari - Torino - Udine - Varese - Vercelli - Verona.

dimensioni:

altezza	cm 11
larghezza	cm 15
profondità	cm 20

INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE frigoriferi televisori lavatrici cucine

ufficio pubblicità ZANUSSI TV 6401

ALTERNATORI PER AUTO E CAMION

CONDENSATORI PER CIRCUITI STAMPATI

CONDENSATORI VARIABILI PER AM E

RELÈ PER CIRCUITI A

APPARATI MINIATURA A VALVOLE E A TRANS

SELETTORI DI CANALI TELEVISIVI A VALVOLE E A TRANS

una garanzia...

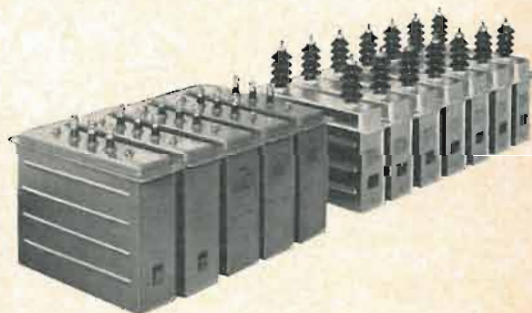
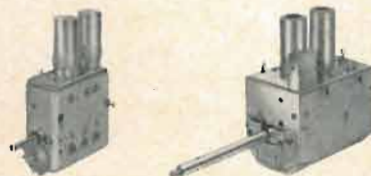
l'esportazione in tutto il mondo

tullio 63

Condensatori fissi per radio TV, telefonia, apparecchiature professionali.

Condensatori variabili per radioricevitori; condensatori variabili professionali.

Condensatori per rifasamento lampade, per stabilizzatori di tensione e per avviamento motori.

Condensatori per rifasamento industriale a bassa media ed alta tensione.

Selettori di canali televisivi VHF e UHF a valvole e a transistori.

Relè elettronici, industriali, timers.

Alternatori per auto e camion; volani magnete per motocicli, motori industriali e agricoli.

Uffici periferici a:

MILANO BOLOGNA ROMA TORINO

DUCATI

ELETTROTECNICA s.p.a.

BOLOGNA Borgo Panigale

Cas. post.: 588 Telegr.: Elettroducati Bologna

Telefono : 491.701 Telex : 51042 Ducati

A CURA DELL'UFFICIO PUBBLICITÀ DELLA DUCATI ELETTROTECNICA

ECCO LA DIFFERENZA TRA UN'IMMAGINE OSSERVATA "DIRETTAMENTE" E QUELLA VISTA ATTRAVERSO LO SCHERMO DI PROTEZIONE:

IL NUOVO CINESCOPIO **PHILIPS** A 59 11-W

eliminando lo schermo esistente tra lo spettatore e l'immagine, realizza la vera "Visione Diretta" dello spettacolo teletrasmesso.

SOLTANTO ORA PER LA PRIMA VOLTA NELLA STORIA DELLA RICEZIONE TELEVISIVA, L'IMMAGINE TELETRASMESSA APPARE ALLO SPETTATORE CON LA STESSA NATURALEZZA CON CUI APPARE UN PANORAMA OSSERVATO DA UNA FINESTRA APERTA.

Nessun tipo di cinescopio finora impiegato offre un tale vantaggio, poichè tutti devono impiegare uno schermo di protezione.

ALTRI VANTAGGI OFFERTI DAL CINESCOPIO A "VISIONE DIRETTA" A 59 - 11 W:

Migliore contrasto dovuto alla particolare qualità del vetro dello schermo, alla riduzione delle superfici riflettenti per la luce esterna, ed al trattamento "antireflex" della superficie esterna dello schermo.

Semplificazione del sistema di montaggio dovuta alle quattro orecchiette disposte agli angoli del cinescopio e fissate alla protezione metallica.

Peso inferiore ai tipi "bonded" e uniformemente distribuito.

Maggiore libertà nella progettazione dei mobili per televisori.

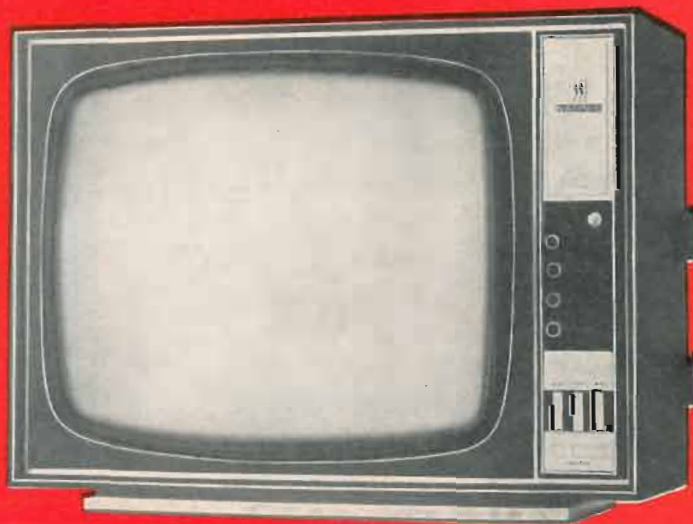
Facilità di rimozione della polvere dallo schermo del cinescopio.

Migliore focalizzazione ottenuta mediante l'impiego di un cannone elettronico "corto" con lente unipotenziale.

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - TELEF. 6994 - MILANO

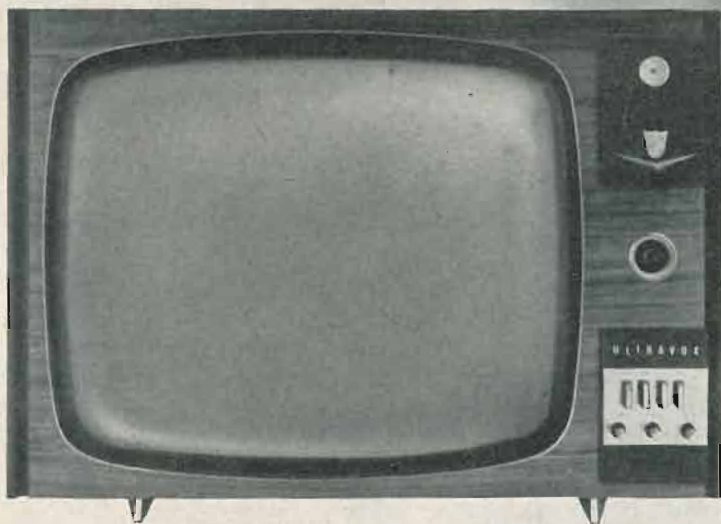
NAONIS

nuova gamma televisori '65

**Una gamma veramente completa che in ogni modello sintetizza l'esperienza di anni e anni.
Un grande successo tecnico, che si traduce in un successo di vendita.**

Rivolgetevi alle Sedi di Rappresentanza di: Ancona - Belluno - Bologna - Borgomanero - Brescia - Cagliari - Catania - Firenze - Genova - Giulianova - Lecco - Milano - Molfetta - Napoli - Padova - Palermo - Reggio Calabria - Reggio Emilia - Roma - Sassari - Torino - Udine - Villafranca (Ud) - Viterbo.

ULTRAVOX

è un continuo fiorire di iniziative e di idee nel campo tecnico, commerciale e pubblicitario

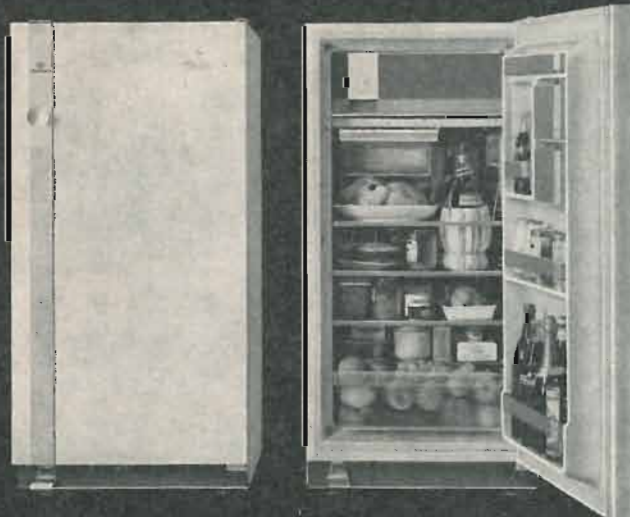
In tutta Italia il simbolo del servizio Ultravox è sinonimo di un'organizzazione perfetta e funzionale per rapidità di movimenti, modernità di concezione, efficienza dei servizi. Per la serietà della politica di vendita che garantisce condizioni costanti di prezzo, per la sicurezza di un perfetto funzionamento che elimina preoccupazioni e grattacapi di assistenza tecnica... riposa tranquillo chi tratta Ultravox.

ULTRAVOX DIREZIONE GENERALE
VIA G. JAN 5 MILANO - TEL. 222.142 - 228.3

MAGGIORI VANTAGGI E PERFEZIONE TECNICA NEI PRODOTTI CGE

TELEVISORI « SEMPRE A FUOCO »

- SINTONIA AUTOMATICA che regola ogni istante l'immagine e il suono
- altoparlante e comandi frontali che agevolano la sistemazione dell'apparecchio tra i mobili della casa
- cinescopio BONDED
- linea elegante

LAVABIANCHERIA CASTALIA SUPER 4 E SUPER 6

«possiedono la più ricca esperienza di lavaggio»
- lavano rispettivamente 4 e 6 chili di biancheria *asciutta*
- 10 programmi principali e numerose altre combinazioni per il lavaggio di ogni tipo di tessuto
- introduzione e scioglimento automatico del detersivo durante il prelavaggio e il lavaggio
- lavano a fondo con o senza centrifugazione
- restituiscono il bucato pronto per la stiratura
- stabili, robuste, non vibrano
- la Castalia Super 4 è dotata di rotelle rientrabili con comando a pedale

FRIGORIFERI ANTARTIDE LITRI 130 - 160 - 200 - 245

«chiusi o aperti spiccano sempre i loro vantaggi»
superlinea - massima capienza - alta qualità
- spazio interno razionalmente studiato per una massima capienza - piani di appoggio spostabili ed estraibili
- materiali scelti e collaudati da esperienza decennale
- chiusura con guarnizione magnetica
- completo isolamento termico con minor costo d'esercizio e maggiore durata
- sbrinamento automatico a pulsante (istantaneo a inversione di ciclo nel modello da 245 litri)

GLI APPARECCHI CGE SPICCANO NEL VOSTRO NEGOZIO E SODDISFANO OGNI ESIGENZA DEI VOSTRI CLIENTI

COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA
MILANO

La CGE, consociata della General Electric Company - USA, vi presenta una gamma completa di apparecchi perfetti in tutto: lavabiancheria, frigoriferi, televisori, radio, lavastoviglie, condizionatori e tanti altri per tutte le esigenze dei vostri clienti. CGE offre un pronto ed efficiente servizio di assistenza.

è "la strada della fiducia" tracciata da 5 grandi Case che continuano a percorrerla per la tutela degli acquirenti di televisori:

pgbs 4

TELEFUNKEN
WEST
PHONOLA
RADIOMARELLI
SIEMENS ELETTRA

Gli apparecchi televisivi di queste Case offrono a tutti una **garanzia** sicura, legata al prestigio e alla tradizione di 5 grandi nomi; una **qualità** al più alto livello; **prezzi ridotti** e allineati al Mercato Comune Europeo (MEC). - **Importante:** i televisori delle 5 Case sono prodotti di alta qualità, al giusto prezzo. I signori acquirenti sono pregati di non chiedere sconti.

ECCO I PREZZI MASSIMI DEI TELEVISORI

categoria	19 pollici	23 pollici
STANDARD	L. 136.000	L. 149.000
EXTRA	L. 152.000	L. 167.000
SUPER	L. 167.000	L. 182.000
LUSSO	L. 180.000	L. 199.000

ECCO L'ULTIMO
NOVA EXPORT
NV. 9237

IL MODELLO DI LUSSO PER ESPORTAZIONE CHE HA AVUTO TANTO SUCCESSO IN EUROPA.

Tubo autoprotetto. Valvex.
Steel bonded.

L. 260.000
Forti sconti ai Rivenditori

Vi invitiamo a visitare la: MOSTRA DELLA RADIO STANDS N. 40 e 154 ed i nostri nuovi uffici in:

Corso di Porta Nuova N. 48 - MILANO tel. 650.860 oppure 664.938

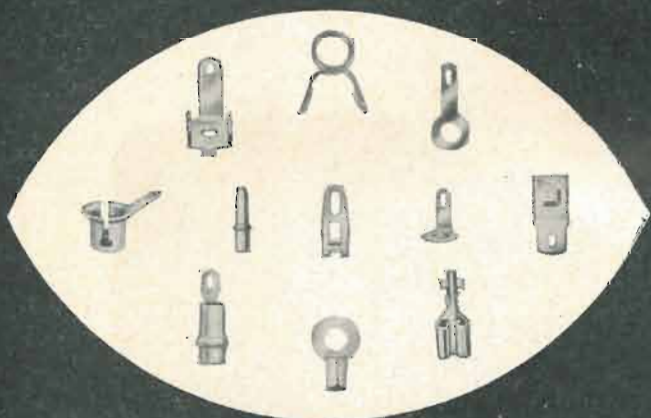
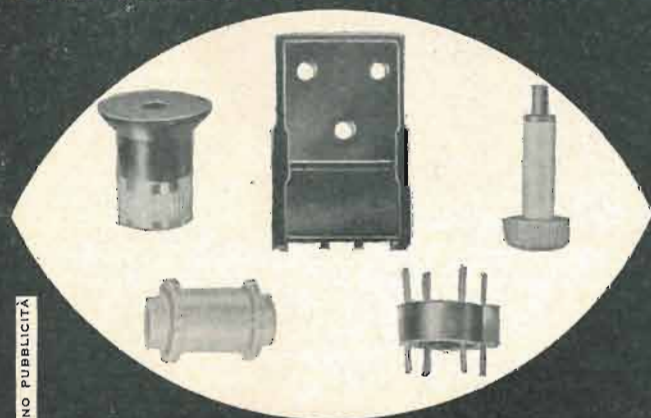
Vi attendiamo: abbiamo tante notizie sui programmi futuri.

Alla MOSTRA è esposta una serie di radio e radiofonografi a transistor per alimentazione c. a. e molti modelli nuovi di radiofonografi stereofonici. Segnaliamo inoltre i nostri elettrodomestici e le nuovissime lavatrici superautomatiche di nostra produzione.

RICORDIAMO AI NOSTRI CLIENTI IL RADUNO DEL 20 SETTEMBRE

CORSO DI PORTA NUOVA 48 - MILANO

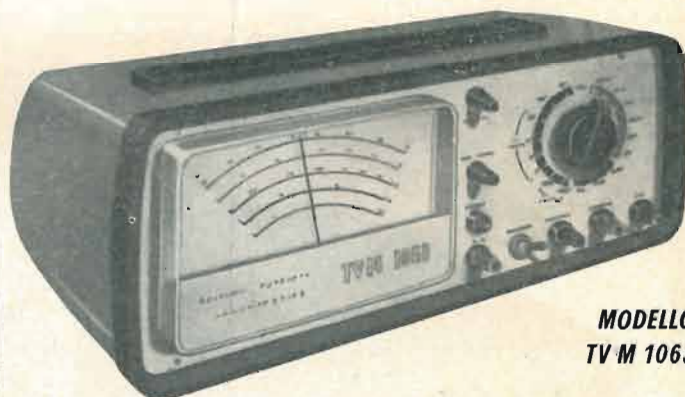
SUVAL

VIA LORENTEGGIO 255 - TEL. 427.650 427.646 470.349
MILANO

B.P.L.

INGHILTERRA

Veramente «UNIVERSALE» VOLTMETRO TV M 1063 TRANSISTORIZZATO

- PORTATILE
- IMPEDENZA 1 MOHM/VOLT
- MISURA SINO 1×10^{-7} AMP

IDEALE PER MISURE DI CIRCUITI A TRANSISTORI

MODELLO TV M 1063

- completamente transistorizzato, alimentazione a batterie
- pronto subito per l'uso, non necessita di commutatore di accensione
- assenza di deriva di zero
- indicatore ad ampie scale (127 mm. !)
- riferimento a Zener
- protetto elettronicamente dai sovraccarichi

16 portate in Volt e Amp. c.c. (anche a zero centrale)
6 portate in volt c.a. da 100 Hz a 150 KHz
4 portate in volt R.F. da 100 KHz a 100 MHz
3 portate in ohm
con sonde accessorie fino 30 kV. c.c. e 350 MHz

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

Dott. Ing. M. VIANELLO

Sede: *MILANO* - Via L. Anelli 13 - Tel. 553.081/811
Filiale: *ROMA* - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 7567.250/941

AESSE MILANO

Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici

Corso Lodi 47 — Telefoni 580792 - 580907

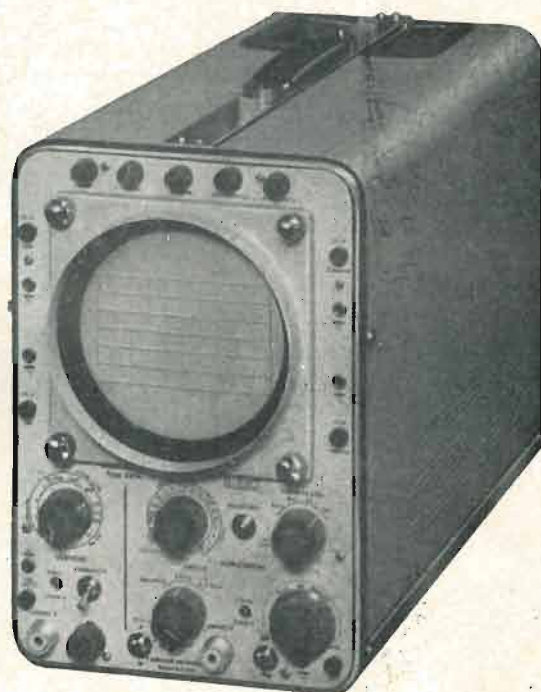
OSCILLOSCOPIO MOD. 243A CON UNITA' A CASSETTO

Amplificatore verticale (quando usato con preamplificatore T130 a cassetto) - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz. - Sensibilità: 5 mV/cm. c.a., 50 mV/cm. c.c. • **Base di tempo:** da 10 s/cm. a 0,1 μs/cm. - Ingranditore × 5 - **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., HF, auto - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 300 KHz - Sensibilità: 250 mV/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Potenziale acceleratore: 10 KV - Dimensioni immagine: 6 × 10 cm.

OSCILLOSCOPIO MOD. 246A A DOPPIA TRACCIA

Amplificatore verticale - Due tracce: A, B, A + B, A — B - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 10 mV/cm. c.a., c.c. • **Base dei tempi:** Velocità di scansione: 2 s/cm. a 1 μs/cm. in 20 scatti. Ingranditore × 5 - Regolazione del livello del trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 1,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

OSCILLOSCOPIO MOD. 245A PORTATILE

Amplificatore verticale - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz - Sensibilità: 50 mV/div. c.c., 5 mV/div. c.a. • **Base di tempo:** Velocità di scansione: 0,2 μs/div. a 2 s/div. • **Sistemi di trigger:** c.c., c.a., auto, HF, regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale:** Larghezza di banda: c.c. ÷ 2 MHz - Sensibilità: 1,5 V/div. • **Tubo a raggi catodici:** Diametro: 7 cm. - Potenziale acceleratore: 4 KV.

OSCILLOSCOPIO MOD. 247A PER USI GENERALI

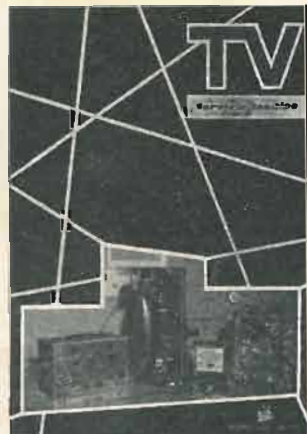
Amplificatore verticale - Larghezza di banda: c.c. ÷ 1 MHz - Sensibilità: 50 mV/cm. c.c., 5 mV/cm. c.a. - Attenuatore calibrato: 5 mV/cm. a 20 V/cm. in 12 gradini - Impedenza d'ingresso: 1 MΩ ÷ 47 pF • **Base dei tempi:** Ricorrente o sganciata - Gamma di scansione: 0,5 μs/cm. a 1 s/cm. in 20 gradini - 5 sistemi: scansione singola HF-LF, linea TV - quadro TV - Regolazione del livello di trigger • **Amplificatore orizzontale** - Larghezza di banda: c.c. ÷ 500 KMz - Sensibilità: 0,5 V/cm. • **Tubo a raggi catodici** - Diametro: 13 cm. - Potenziale acceleratore: 3 KV.

XXI serie
1964
E' uscita
Schemario TV
Formato aperto cm. 43 x 31,5
Prezzo L. 3.500
Comprende 60 schemi circuitali nuovi, delle più note Case costruttrici italiane ed estere. E' la continuazione di una raccolta che non può mancare ai teleriparatori ed agli studiosi TV.
SCHEMARIO TV
IL ROSTRO
E' in vendita presso la
Ed. il Rostro - Via Senato, 28 - Milano - Tel. 798.230 - 702.908

Le due ultime novità della «Editrice il Rostro»

P. SOATI

TV

servizio tecnico

Il volume è stato redatto con il preciso scopo di servire da guida al tecnico, al tele-riparatore, al radioamatore e a tutti coloro che per ragioni professionali si trovino nella necessità di dover riparare o comunque di effettuare la messa a punto di un ricevitore per televisione. Di conseguenza l'esposizione è stata fatta in modo eminentemente pratico cosicchè essa possa dimostrarsi veramente utile per tutti coloro che siano costretti ad affrontare dei problemi la cui soluzione sovente è particolarmente difficoltosa anche per chi sia in possesso di un'ottima preparazione teorica.

Volume di pagg. 158, formato 23,5 x 33 cm. con 268 fig. e 38 tabelle - sopracoperta a colori. L. 3.800

A. Susini

Vademecum del tecnico elettronico

Con questo libro, il novizio, sia semplice tecnico che ingegnere, è in grado di comprendere ed affrontare i problemi caratteristici dei sistemi e circuiti lineari.

L'apparato matematico è stato ridotto al minimo. L'esposizione della teoria è corredata da una quantità di schemi, tabelle, considerazioni di carattere tecnologico utili, sia da un punto di vista didattico, che per il lavoro di laboratorio.

Volume di pagg. 320, formato 17 x 24 cm., con 217 figure e 17 tabelle. L. 3.600

ecco le 8 novità TELEFUNKEN

3 ambiti traguardi raggiunti
- **massimo** nella tecnica
- **meglio** nell'estetica
- **minimo** nei prezzi

Nonostante l'aumento dei costi di produzione la **TELEFUNKEN,** fino a revoca, mantiene i prezzi base di listino dello scorso anno.

Un prodotto **TELEFUNKEN** è sempre una garanzia.

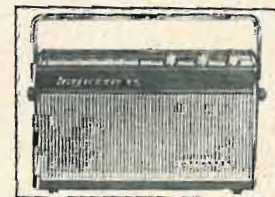
36 B | 23" EXTRA - L. 167.000

46 MB | 23" SUPER - L. 180.000

SPYDER - L. 19.900

CAMPING II - L. 29.900

MATCH II - L. 17.900

MIGNONETTE RFS - L. 54.900

BAJAZZO TS - L. 86.900

KID II - L. 25.900

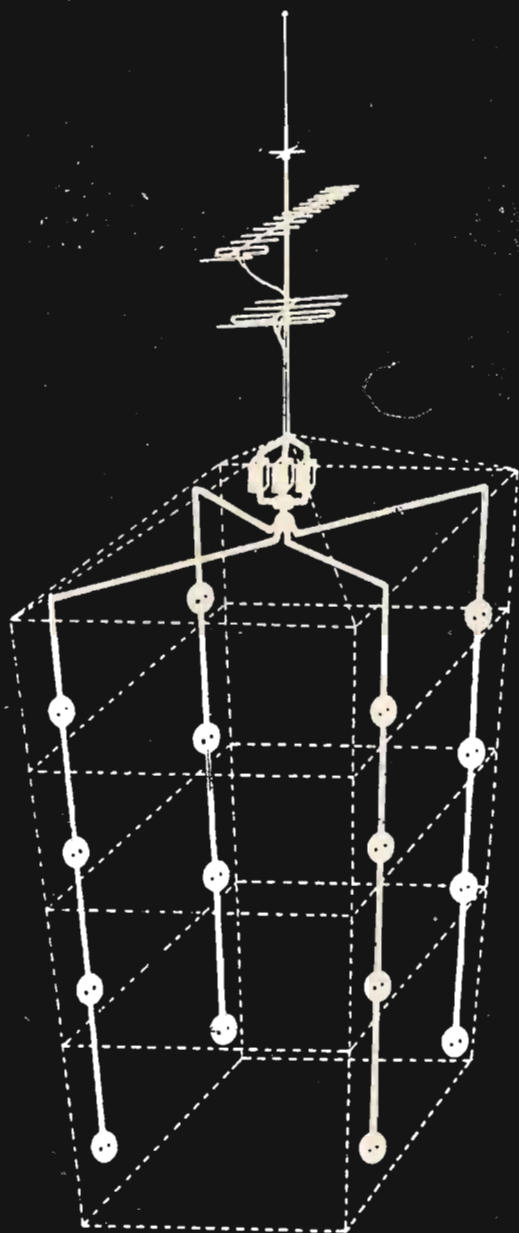
Esigete prove e confronti presso i migliori rivenditori

Continua lo straordinario successo del televisore di lusso **TELEFUNKEN 36 L/23"** con spegnimento automatico

pgbs 8/65

RADIO - TELEVISORI - FRIGORIFERI

TELEFUNKEN

la marca mondiale

Per la Mostra Radio TV: la Phonola riduce i prezzi

I quadri dell'estesa organizzazione di vendita, in Italia e all'estero della FIMI PHONOLA, si sono riuniti negli scorsi giorni nella sala delle riunioni di un grande albergo milanese per l'annuale convegno della società.

La riunione ha tratto i suoi motivi di alto interesse sia dal preannuncio delle novità tecniche dei prodotti FIMI PHONOLA, garanzia di una loro ulteriore diffusione sul mercato, sia del consuntivo che è stato fatto dell'azione condotta lo scorso anno dalla Phonola, in unione ad altre quattro notissime Marche, per giungere ad un allargamento delle vendite attraverso una politica di drastica riduzione dei prezzi dei televisori.

Impostata su un piano di sviluppo delle vendite quale risultato di una produzione sempre maggiore, pur nell'eccellenza della qualità, l'iniziativa ha avuto risonanza anche all'estero, ed è da segnalare, in un momento di continua lievitazione, di prezzi e di aumento di costi industriali, quale segno di una lungimirante politica commerciale.

Questo programma, che ha consentito anche per questa stagione una ulteriore riduzione di prezzi, si svolge all'insegna di uno slogan particolarmente felice: « UN TELEVISORE PER TUTTI ». Un televisore Phonola da scegliere nella gamma di prodotti altamente qualificati di questa marca e ad un prezzo che è non solo accessibile, ma estremamente vantaggioso in rapporto alla qualità del prodotto. La Mostra Radio Televisione — che ha costituito argomento del convegno — ha dato modo di presentare la produzione Phonola in tutti i suoi multiformi aspetti.

Si comunica che dal 15 luglio 1964 l'**Editrice Il Rostro** ha trasferito la propria sede con i relativi uffici di Amministrazione, Redazione e Pubblicità, delle Riviste **l'antenna** ed **Elettrodomus** da Via Senato 28 in:

VIA MONTE GENEROSO 6/A

TELEFONI 321542 - 322793

Si prega quindi di voler provvedere alla rettifica del nuovo numero telefonico e indirizzo, per ogni Vostra comunicazione e invio di corrispondenza.

Ringraziamo

Editrice Il Rostro

ANNO XXXVI **9**

SETTEMBRE 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - TEL. 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Rilancio dell'ottimismo

Sono ormai parecchi mesi che si parla di crisi economica, in relazione alla presente situazione di congiuntura nazionale.
Dopo il tanto esaltato "miracolo economico" italiano, la crisi ha colto veramente di sorpresa tutte le nostre attività, lasciandoci col fiato sospeso, in attesa di valutarne e constatarne, entro un certo lasso di tempo, le inevitabili conseguenze negative.
Non tocca a noi evidentemente, in questa sede, discutere i motivi politico-sociali dell'attuale congiuntura, ma non possiamo esimerci da un commento obiettivo della situazione presente, con particolare riferimento al nostro settore d'attività.
La recente 30ª edizione della Mostra Naziontale della Radio-TV a Milano, ha costituito un ottimo "test" della situazione generale e non possiamo in verità dire che esso sia stato negativo, come lo fu invece l'ultima Fiera di Milano.
Stiamo infatti assistendo ad una progressiva, sintomatica distensione degli spiriti e delle prevenzioni, molto proficua, anzi preziosa, per la ripresa di un normale ritmo di lavoro.
Certo, le inevitabili conseguenze di questa crisi, che già si sono manifestate ed ancora peseranno per qualche tempo sulla situazione economica italiana, non sono da sottovalutare, ma un certo ottimismo diffuso ed alcuni sicuri indizi di evoluzione positiva in certi tipici settori economici, ci consentono di giudicare il prossimo futuro meno grigio di quanto supponevamo alcuni mesi fa.
Il numero degli abbonati alla TV ha raggiunto nel mese di agosto i 5 milioni, mentre gli incrementi mensili non sono molto al disotto di quelli dello scorso anno.

Tutto ciò sta ad indicare un costante interesse della popolazione per la televisione, ed una preferenza per l'acquisto del televisore nei rispetti di altri apparecchi domestici.
Nello "stand" della RAI, alla citata Mostra Nazionale della Radio-TV di Milano, venivano presentati dei dati statistici molto interessanti per gli sviluppi futuri della radio e della TV in Italia, sotto lo "slogan":

"Una radio, un televisore per tutte le famiglie".

Le quali famiglie sprovviste di radio sono circa 4 milioni, e sprovviste di televisore sono circa 9 milioni, e rappresentano un cospicuo potenziale di sviluppo e di attività future del settore radioelettronico.

Risulta inoltre, sempre dalle statistiche presentate dalla RAI, che nei Comuni con meno di 20.000 abitanti è localizzato il 51% delle famiglie italiane, di cui il 63% non possiede ancora la radio ed il 60% non possiede ancora il televisore.
Sono cifre da meditare per trarne buoni auspici confortati da una certa dose di ottimismo, sempre naturalmente in subordine alle effettive possibilità economiche dell'acquirente.

Lo stesso può dirsi, sebbene in tono minore, per la radio, a causa dell'approssimarsi alla saturazione del mercato dei radiotransistori portatili.
Un ottimo mercato in evoluzione è inoltre costituito dalle fonovaligette, in relazione al diffondersi a macchia d'olio dei dischi di canzoni fra la gioventù.
E quest'insieme di constatazioni sostanzialmente positive, contribuisce a creare un'atmosfera di ottimismo, fattore primo di una concreta ripresa della vita economica del nostro Paese.

A.

G. F. Sabbadini*

Oscillatore controllato a quarzo per frequenze HF e VHF

Viene qui descritto un particolare oscillatore a quarzo allo stato solido realizzabile nella gamma compresa tra 1 e 100 MHz caratterizzato da una bassa distorsione armonica ed una buona stabilità. La trattazione teorica seguente è stata ampiamente provata con oscillatori calcolati con i dati raccolti, ed in particolare è stato realizzato un oscillatore a 4,5 MHz impiegando un transistore tipo 2N 918.
E' stato altresì calcolato un oscillatore a 64,3 MHz impiegando un cristallo in 5° « Overtone »; ciò rende ancor più interessante questo circuito potendosi impiegare cristalli a frequenza molto alta risonanti su armonica meccanica.

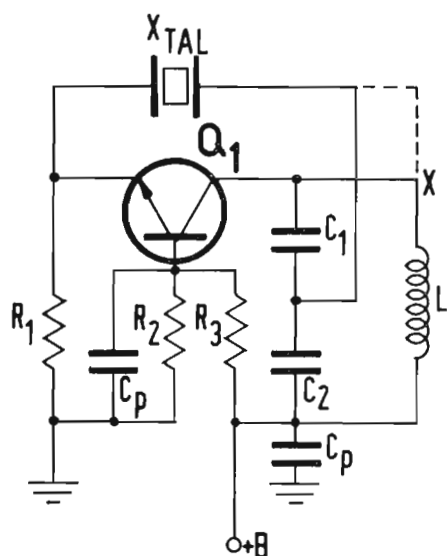



Fig. 1 - Schema complessivo.

1. - ANALISI DEL CIRCUITO

Il circuito impiegato è in fig. 1.
Considerando $K = 1$ cioè rapporto di trasformazione unitario (cristallo connesso al punto X in fig. 1), possiamo caratterizzare il circuito equivalente in 2 quadripoli definiti da 2 matrici ibride.

Per N_1

$$\begin{matrix} V_e \\ I_c \end{matrix} = \begin{vmatrix} h_{11} + h_{12} \\ h_{21} + h_{22'} \end{vmatrix} (I_e,\ V_c) \qquad \text{dove } h_{22'} = h_{22} + h_{22p} \tag{1}$$

Per N_2

$$\begin{matrix} V_e \\ I_c \end{matrix} = \begin{vmatrix} R_s + 1 \\ -1 + 0 \end{vmatrix} (I_e,\ V_c) \tag{2}$$

Considerando N_2 composto dalla resistenza serie del cristallo alla risonanza.
Come da fig. 4.
La funzione di trasferimento totale è data dalla somma delle due matrici (1) e (2).
Considerando $h_{12} = 0$ (condizione sufficientemente soddisfatta) per connessione a base comune e per una $f_o < f$). Sommiamo quindi i relativi coefficienti delle variabili ed abbiamo:

$$\begin{matrix} V_e \\ I_c \end{matrix} = \begin{vmatrix} (h_{11} + R_s) + 1 \\ (-1 + h_{21}) + (h_{22'} + 0) \end{vmatrix} (I_e,\ V_c) \tag{3}$$

Troviamo il determinante e poniamolo uguale a zero ricavando così le condizioni di innesco:

$$\Delta = (h_{11} + R_s)\ (h_{22'}) + 1 - h_{21} = 0 \tag{4}$$

Quindi:

$$h_{21} = 1 + (h_{11} + R_s)\ h_{22'} \tag{5}$$

nella quale h_{21} = guadagno di corrente del transistore.
Come si vede con il cristallo connesso (fig. 1) al punto « X » non è possibile l'innesco dell'oscillatore dovendo essere h_{21} (guadagno di corrente a base comune) maggiore di uno sia pure di poco essendo $h_{22'}$ molto piccolo. Ora introduciamo il trasformatore avente un rapporto di trasformazione di corrente eguale a K.
Chiamiamo:

$$\begin{cases} K = \dfrac{I_e}{I_c} = \dfrac{V_c}{V_e} \\ h_{21T} = K\ h_{21} \\ h_{22T} = h_{22'}\ K^2 = (h_{22} + h_{22p})\ K^2 \end{cases} \qquad \text{(V. fig. 1)}$$

Riprendiamo l'equazione (5) considerando anche il trasformatore (cristallo connesso al partitore capacitivo).

$$h_{21T} = 1 + (h_{11} + R_s)\ h_{22T} \tag{6}$$

(*) Del Laboratorio Applicazioni della SGS - Società Generale Semiconduttori, s.p.a. - Agrate (Milano).

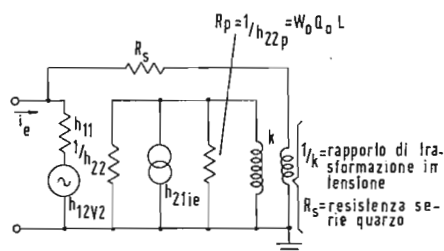
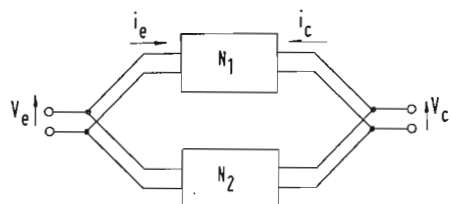
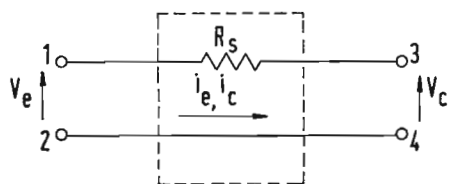



Fig. 2 - Circuito equivalente

Sostituendo i valori precedenti ricaviamo i valori di K che ci permettono l'innesco.

$$K\,h_{21} = 1 + (h_{11} + R_s)\,h_{22}'\,K^2 \tag{7}$$

da cui abbiamo:

$$K = \frac{h_{21} \pm \sqrt{h_{21}^2 - 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}'}}{2\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}'} \tag{8}$$

L'equazione (7) ammette due soluzioni di K entrambe reali che, per $h_{21} = 1$ sono:

$1 < K_1 \cong 1$

$$1 < K_2 \quad \text{se} \quad h_{21}^2 > 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}' \tag{9}$$

Quindi affinchè l'oscillatore inneschi e sia possibile il funzionamento deve essere:

$$h_{21}^2 > 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}' \tag{10}$$

I Condizione: (affinchè il sistema ammetta una soluzione)

$$\underbrace{\frac{h_{21} - [h_{21}^2 - 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}']^{1/2}}{2\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}'}}_{K_1} < K < = \tag{11}$$

$$= \underbrace{\frac{h_{21} + [h_{21}^2 + h_{21}^2 - 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}']^{1/2}}{2\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}'}}_{K_2}$$

II Condizione:

Possiamo ora analizzare una soluzione grafica che ci consenta di trovare il valore di K_1 e K_2.

Prendendo in esame la (5) ed il rapporto di trasformazione K, imponiamo il sistema la cui soluzione grafica ci dà i valori di K_1 e K_2.

$$\begin{cases} h_{21} = 1 + (h_{11} + R_s)\,h_{22}' \\ h_{21T} = K\,h_{21} \\ h_{22T} = h_{22}'\,K^2 \end{cases} \tag{12}$$

Fig. 3 - Circuito a blocchi.

Riduciamo il sistema (12) a due equazioni:

$$\begin{cases} h_{21T} = 1 + (h_{11} + R_s)\,h_{22}'\,K^2 & (A) \\ h_{21T} = K\,h_{21} & (B) \end{cases} \tag{13}$$

Troviamo la soluzione riportando in un diagramma le equazioni del sistema (13) con ordinate h_{21T} ed ascisse K (fig. 5).

Prendiamo in esame l'equazione B della (13) e riportiamo in scala la retta che la definisce e notiamo che il coefficiente angolare esprime h_{21} = amplificazione di corrente del transistore, e che nella connessione a base comune assume un valore massimo di 45° ($t_g\,Y = h_{21}$).

Prendiamo in esame l'equazione A e facciamo una somma grafica: tracciando una retta orizzontale di ordinata $h_{21T} = 1$ e sommiamo a questa la parabola $h_{21T} = (h_{11} + R_s)\,h_{22}'\,K^2$. I punti di intersezione danno direttamente K_1 e K_2 cioè le soluzioni cercate. L'equazione (10) è soddisfatta se la parabola ha almeno un punto su $h_{21T} = Kh_{21}$.

Analiticamente queste soluzioni coincidono come già trovato.

$$K_1 = \frac{h_{21} - h_{21}^2 - 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}'}{2(h_{11} + R_s)\,h_{22}'} \cong 1\ (^1) \tag{14}$$

$$K_2 = \frac{h_{21} + h_{21}^2 - 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}'}{2\,(h_{11} + R_s)\,h_{22}'} \cong \frac{1}{(h_{11} + R_s)\,h_{22}'} \cong \frac{1}{(h_{22} + h_{22p})} \tag{15}$$

Fig. 4 - Circuito equivalente quarzo alla risonanza.

Nel diagramma di fig. 5 è stato tenuto ad esempio

$h_{21} = 0{,}9$

$(h_{11} + R_s)\,h_{22}' = 0{,}1$

da cui applicando la (14) e (15)

abbiamo:

$K_1 = 1{,}35$

$K_2 = 7{,}6$

I risultati sono coincidenti con quelli rilevati nella fig. 5. Stabiliti i limiti di funzionamento troviamo quale sia il valore migliore di K ai fini della stabilità. Dalla fig. 6 calcoliamo il Q_W di lavoro del cristallo:

(1) Per valori molto piccoli $(h_{11} + R_s)\,h_{22}'$.

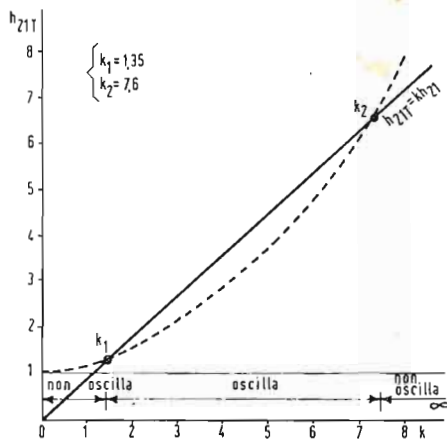



Fig. 5 - Selezione grafica delle condizioni di innesco.

$$Q_W = \frac{W_{o\,LXTAL}}{R_s + h_{11} + 1/K^2\, h_{22'}} = \frac{Q_o}{1 + h_{11}/R_s + 1/K^2\, h_{22'}\, R_s} \qquad (16)$$

Per avvicinarsi a Q_o del cristallo si vede che K deve essere alto onde ridurre a valori molto piccoli il terzo termine della (16).
Anche il secondo termine ha importanza agli effetti del fattore di risonanza ma praticamente con buoni cristalli è poco discosto da 1 e tutto il peggioramento di Q_o è in funzione di K e $h_{22'}$.
Quindi praticamente si sceglierà un valore di K solo di poco inferiore a K_2.
Il rapporto L_o/C_o del circuito risonante si sceglierà tale che:

$$\frac{Q_o\,(L_o\,C_o)}{Q_W\,(L_o\,C_o)} \gg 1 \qquad (17)$$

$Q_o\ L_o\,C_o$ = Coeff. di risonanza a vuoto circuito risonante.
$Q_W\ L_o\,C_o$ = Coeff. di risonanza a carico circuito risonante.
Ovvero (dalla fig. 1)

$$\frac{1}{h_{22p}\left[\dfrac{1}{h_{22p}} + \dfrac{1}{h_{22}} + (R_s + h_{11})\,K^2\right]} \gg 1 \qquad (18)$$

La limitazione alla scelta di tale rapporto è data dai valori di L_o e C_o realizzabili.
La condizione (18) è posta onde ottenere un $Q_w\ L_o\,C_o$ di lavoro basso onde avere nei dintorni di f_o una bassa rotazione di fase introdotta dal circuito risonante ovvero:

$$\frac{\delta\,\Phi\,L_C}{\delta\,f_o}$$

Se ciò non è possibile si pone una resistenza in parallelo al circuito risonante.
In funzione di quanto esposto il seguente procedimento può essere seguito nel calcolo dell'oscillatore tenendo conto che è specialmente vantaggioso detto sistema per frequenze che vanno da qualche MHz alle più alte ottenibili oggi con quarzi in 5 o 7 « overtone ».

1. Si scelgono le condizioni di polarizzazione (R_1, R_2, R_3).
2. Si misura R_s del cristallo impiegato alla risonanza serie.
3. In funzione di h_{22} si calcola L_o/C_o per valori realizzabili.
4. Si calcolano K_1 e K_2 onde stabilire le condizioni di innesco.
5. Si sceglie K di lavoro in funzione delle prevedibili dispersioni dei dati medi tenendo conto che un K prossimo a K_2 è preferibile ai fini della stabilità rispetto ad un K alquanto discosto.
6. Si calcola il trasformatore che può essere anche effettuato con presa sulla bobina. (Migliore il partitore capacitivo perchè più preciso).

2. - ESEMPIO DI CALCOLO DI OSCILLATORE A 4,5 MHz

1) Scegliamo un transistore avente una f_T molto alta in modo che:
a) La rotazione di fase introdotta da h_{21} sia prossima a zero.
b) La rotazione di fase introdotta da h_{11} sia prossima a zero.
c) $h_{12} = 0$
Queste condizioni sono sufficientemente soddisfatte impiegando un transistore SGS 2N 918 in connessione « Common-base ».

2) Polarizziamo il transistore:
$I_c = 5$ mA, $V_{CB} = 10$ V
e rileviamone i parametri
$h_{11} = 10\ \Omega$, $h_{21} = 0{,}94$, $1/h_{22} = 300\ 10^3\ \Omega$

3) Rileviamo la resistenza serie del cristallo a 4,5 MHz.
$R_s = 25\ \Omega$

4) Ponendo un valore realizzabile per C_o e L_o calcoliamo (misurando Q_o) R_p del circuito risonante.
Ponendo $C_o = 200$ pF, con un $Q_o = 150$

$$R_p = \frac{Q_o}{2\,\pi\,f_o\,C_o} = \frac{150\ 10^6}{6{,}28\ 4{,}5\ 200} = 26{,}5\ \text{k}\Omega$$

Essendo $1/h_{22} > R_p$ e dovendo rispettare la condizione (17)

$$\frac{Q_o}{Q_W} \gg 1$$

Poniamo $Q_o/Q_W = 5$ e ricaviamo la resistenza di smorzamento necessaria (trascurando $1/h_{22}$ perchè molto elevato)

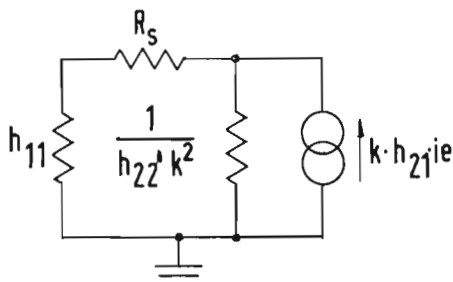



Fig. 6 - Condizioni di lavoro del quarzo.

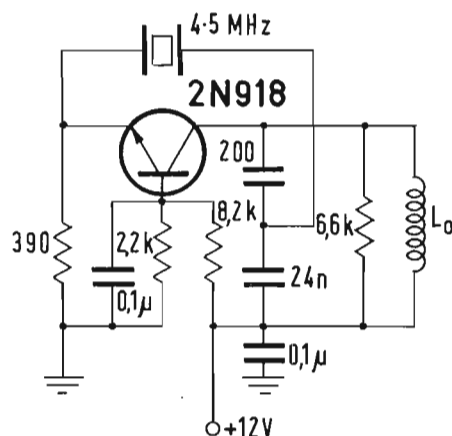



Fig. 7 - Schema oscillatore a 4,5 MHz.

$$R_W = R_p \frac{1}{1 - Q_o/Q_W} = \frac{R_p}{4} = 6{,}6\ \text{k}\Omega$$

Quindi

$$h_{22'} = \frac{1}{R_W} + \frac{1}{R_p} + h_{22} = 5{,}3\ \text{k}\Omega$$

5) Calcoliamo i rapporti di trasformazione onde stabilire i limiti di innesco:

$$K_1 = \frac{h_{21} - h_{21}^2 - 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22'}}{2\,(h_{11} + R_s)\,h_{22'}} = \frac{0{,}94 - 0{,}885 - 140/5300}{70/5300} = 1{,}65$$

$$K_2 = \frac{h_{21} + h_{21}^2 - 4\,(h_{11} + R_s)\,h_{22'}}{2\,(h_{11} + R_s)\,h_{22'}} = \frac{5300\ 0{,}935}{35} = 143$$

In funzione delle possibili dispersioni dei parametri scegliamo un K prossimo ed inferiore a K_2.
$K_{LAVORO} = 120$

6) Calcoliamo il trasformatore:
per $K \gg 1$

$$K \cong \frac{C_2}{C_1} \text{ da cui } C_2 \cong K\,C_1 \cong K\,C_o = 120 = 24.000\ \text{pF}.$$

In queste condizioni il Q_W di lavoro del cristallo è

$$Q_{WXTAL} = \frac{Q_o}{1 + \frac{h_{11}}{R_s} + \frac{1}{K^2\,h_{22'}\,R_s}} = \frac{Q_o}{1 + \frac{10}{25} + \frac{3500}{144\ 10^2\ 25}} = \frac{Q_o}{1.41}$$

ovvero il fattore di bontà del cristallo impiegato diminuisce di 1,4 volte, il che è soddisfacente.
Il circuito finale è riportato in fig. 7 con i valori stabiliti. *A.*

Impianto di televisione a circuito chiuso presso l'Istituto Piero Pirelli

È stato recentemente allestito presso l'Istituto Piero Pirelli della Pirelli S.p.A. (Bicocca-Milano) un sistema di televisione a circuito chiuso. È la prima volta che la televisione a circuito chiuso (finora prevalentemente utilizzata nell'industria) trova un'applicazione in una scuola aziendale italiana.
In questo genere di scuola, come è noto, gli allievi oltre a gran parte delle consuete materie, apprendono tutte le lavorazioni con le varie macchine utensili: di solito questi corsi, preparati in aula teoricamente da un professore, vengono praticamente realizzati con vari turni di « dimostrazioni » eseguite da un istruttore sulle macchine specifiche.
Purtroppo la praticità di queste dimostrazioni è limitata dalla difficoltà cui gli allievi vanno incontro: difficoltà di osservazione e di ascolto, non disgiunte da pericolo di infortunio nascente dalle macchine per gli inesperti; l'istruttore inoltre si trova costretto a ripetere più volte le dimostrazioni.
Il circuito chiuso di televisione è costituito essenzialmente da una telecamera collocata presso la macchina e da un monitor visivo collocato in aula; esso è stato realizzato dalla Società Bay & C. (consociata della Pirelli) con materiale della Casa inglese E.M.I. Electronics Ltd.
La lezione si svolge come le altre lezioni, ma gli allievi apprendono anche tutte le necessarie notizie pratiche.
I movimenti di brandeggio, di carrellata ottica, di messa a fuoco e regolazione del diaframma della telecamera sono tutti telecomandati dal professore in aula.
L'unità di controllo che assegna la frequenza di scansione al tubo di ripresa (un vidicon) è collocata, separata dalla telecamera intrinseca, in una posizione agevole al centro della sala delle macchine; la telecamera viene di volta in volta disposta presso la macchina della quale si tratta nella lezione. Il segnale video (ampiezza di banda completa 8 MHz) non modula nessuna portante a radio frequenza: esso uscendo dalla unità di controllo è inviato direttamente al monitor attraverso un cavo coassiale; naturalmente il monitor non ha una unità demodulante.
L'informazione video giunge a destinazione del tutto esente da disturbi. I comandi a distanza sono inviati in corrente alternata da apposite pulsantiere disposte presso il monitor; i motorini che realizzano i vari movimenti sono invece alimentati in corrente continua (ottenuta attraverso ponti di raddrizzatori). *(p.p.)*

Luigi Cesone

Oscilloscopio Marconi a doppia traccia tipo TF 2202*

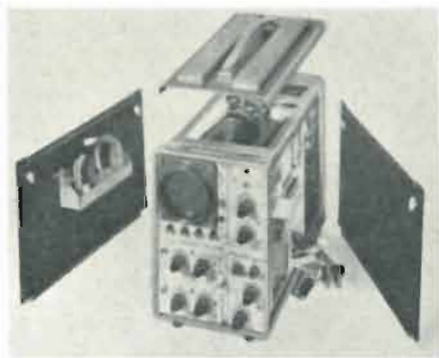



Fig. 1. - La facilità con cui i pannelli laterali possono essere tolti consente un accesso immediato ai compartimenti in cui sono conservati i cavetti di collegamento, ed a tutti i componenti circuitali interni.

Il TF 2202 è un oscilloscopio portatile, a doppia traccia, completamente transistorizzato, di costruzione assai solida ed adatto a funzionare sotto qualsiasi condizione ambientale e climatica. Esso consente misure di tensione e di tempo con una precisione del 5% e contiene dispositivi di calibrazione di tali parametri, associati ad entrambi gli amplificatori verticali.

Questo strumento può essere alimentato sia a batterie sia con la normale tensione di rete, ed è stabilizzato contro variazioni di tensione o di corrente associate ad entrambe le fonti suddette. La realizzazione modulare che si avvale di elementi distinti componibili uno con l'altro (plug-in), consente una comoda accessibilità a tutte le sezioni circuitali dello strumento dando luogo ad un complesso assai solido e versatile sia nella versione per fissaggio a rack sia in quella per uso portatile o da tavolo (rispettivamente denominate TF 2202R e TF 2202). Questa duplice possibilità è infatti ottenuta usando le medesime parti normalizzate e gli stessi componenti.

Questo oscilloscopio presenta la particolarità di essere stato progettato come un sistema oscilloscopico di ampie e generali prestazioni piuttosto che come uno strumento particolare destinato a specifiche operazioni. Presentando una costruzione di carattere modulare con lo scopo di fornire la massima versatilità, esso può essere montato sia nella forma di apparecchio portatile sia in quella per montaggio su rack, usando un massimo numero di parti comuni. Le unità base sono costituite dal telaio portante principale, dalla unità di presentazione (vale a dire dal tubo a raggi catodici a doppio cannone elettronico), dagli amplificatori verticali, dalla base dei tempi e dall'amplificatore orizzontale, dall'unità di formazione degli impulsi di pilotaggio e dai circuiti di alimentazione. L'unità di presentazione, che incorpora l'interruttore di accensione ed il tubo a raggi catodici, è fissata al telaio portante il quale contiene anche i circuiti di uscita dell'amplificatore verticale, i cavetti di interconnessione e gli zoccoli per l'inserzione delle varie unità « plug-in ». Gli amplificatori verticali sono stati progettati come unità inseribili del tipo « plug-in » con possibilità di espansione delle funzioni, la qual cosa consente all'utente di variare, quando lo desideri, le prestazioni di detti circuiti secondo le specifiche esigenze di misura. La base dei tempi, il circuito di ritardo degli impulsi di pilotaggio ed i circuiti di alimentazione sono anch'essi realizzati in unità « plug-in », e quindi facilmente rimovibili da tutto l'insieme per il servizio di manutenzione. Conseguentemente, un tale tipo di costruzione consente un'ampia possibilità di varianti in qualsiasi unità circuitale, per cui strumenti per diverse funzioni possono esser realizzati a partire dagli stessi componenti base.

La solida costruzione dello strumento, a prova di vibrazioni e di urti violenti, associata alla portatilità, lo rendono particolarmente adatto per uso portatile anche in presenza di severe condizioni ambientali e climatiche. Nella versione portatile il telaio principale è previsto per presentare caratteristiche di impermeabilità, mentre il pannello frontale viene dotato di un coperchio di protezione contenente il libretto delle istruzioni di funzionamento. Su un lato dello strumento è ricavato uno spazio vuoto per riporvi i cavi di collegamento alla rete di alimentazione e alle batterie (vedi fig. 1), mentre sul lato interno del pannello di chiusura dell'altra fiancata è fissato un contenitore in cui riporre una sonda di misura ed altri accessori. Si accede ai terminali di modulazione dell'asse « Z », attraverso un foro presente su questo stesso pannello laterale che è normalmente protetto da un tappo di gomma, onde mantenere inalterate le caratteristiche di impermeabilità.

L'esteso impiego di transistori ha consentito una costruzione compatta ove la dissipazione del calore può avvenire unicamente per irradiazione e per convezione. Particolare cura è stata posta, in fase di progetto, nel prevedere un'ampia gamma di controlli operativi pur mantenendo semplice la presentazione dei comandi. Sono stati infatti previsti: un dispositivo di ritardo del segnale su entrambi i canali, un circuito di ritardo per i segnali di pilotaggio, un pulsante di localizzazione del pennello elettronico, come pure una posizione di calibrazione abbinata al commutatore del guadagno di ciascun canale. L'aspetto del pannello frontale

(*) L'oscilloscopio descritto è costruito dalla Marconi Instruments Ltd. di St. Albans (Inghilterra).

si presenta suddiviso in cinque sezioni relative ad altrettante unità modulari di tipo « plug-in », ciascuna delle quali reca i propri comandi e raggruppa un logico insieme di particolari funzioni.

1. — Il sistema di deflessione verticale

Il circuito di deflessione verticale impiegato in questo oscilloscopio è fondamentalmente un amplificatore con una banda passante che partendo praticamente dalla corrente continua giunge fino a 6 MHz. Se si esclude il primo stadio, nel quale è impiegata una valvola, tutti gli altri elementi attivi dell'amplificatore sono semiconduttori, la qual cosa consente anche per quanto riguarda il circuito elettrico, una solidità costruttiva ed una affidabilità di funzionamento paragonabili alla robusta struttura meccanica del resto dell'apparecchio.
L'unica valvola che equipaggia l'amplificatore è un doppio triodo ove ciascuna sezione viene impiegata come seguitatore catodico; il segnale da analizzare viene applicato ad una griglia, ed un potenziale in c.c. di bilanciamento è presente sull'altra. Oltre a comportarsi come un trasformatore di impedenza fra la sorgente di tensione sottoposta ad esame ed i successivi stadi di amplificazione, la valvola agisce anche come elemento di sicurezza atto ad evitare l'applicazione ai semiconduttori di segnali pericolosamente troppo ampi, nel caso di un impiego incidentalmente errato dell'oscilloscopio.
Dopo la valvola, tutti gli stadi dell'amplificatore sono collegati secondo una configurazione circuitale bilanciata, onde minimizzare gli slittamenti in c.c. e gli effetti delle variazioni di tensione dell'alimentatore interno, sebbene, come dimostreremo più avanti, questi ultimi siano praticamente trascurabili. Con lo scopo di mantenere costante la stabilità dell'amplificatore, la configurazione circuitale adottata è tale per cui il guadagno della catena di amplificazione è fissato da elementi passivi, mentre le variazioni dovute al cambiamento eventuale dei parametri degli elementi attivi sono di entità trascurabile.

Fig. 2. - Mediante la tecnica dello spazzolamento di frequenza è possibile osservare che il responso verticale totale dell'oscilloscopio raggiunge, con un guadagno unitario, i 6,5 MHz per una sensibilità di 100 mV/div.

L'esame di forme d'onda in condizioni particolarmente critiche può essere attuato mediante un oscilloscopio anche se il valore del tempo di salita ad esse associato è molto prossimo a quello proprio dello stesso oscilloscopio. Poichè spesso occorre analizzare in particolare quella parte della forma d'onda che dà inizio alla scansione del generatore della base dei tempi, da ciò segue che il segnale di deflessione verticale deve essere applicato al tubo a raggi catodici con un ritardo di tempo equivalente al periodo di tempo necessario al generatore della base dei tempi per iniziare la sua funzione di scansione. Questa condizione si attua inserendo una sezione di ritardo per il segnale costituita da una linea di ritardo coassiale opportunamente adattata di impedenza, fra il seguitatore catodico ed i successivi stadi dell'amplificatore. Poichè il segnale a questo punto appare soltanto su un lato dell'amplificatore, è sufficiente una sola sezione della linea, il che consente di eliminare qualsiasi problema di equalizzazione del ritardo. Il segnale per il pilotaggio del generatore della base dei tempi è prelevato all'uscita del seguitatore catodico prima dei comandi di guadagno e di regolazione di fase, oltre che dell'attenuatore d'ingresso i quali, quindi, non hanno alcun effetto sulla funzione di pilotaggio.
L'amplificazione vera e propria si attua in due stadi separati uno dall'altro da particolari circuiti di isolamento. I comandi di guadagno e di sfasamento sono incorporati nel primo di questi stadi, mentre l'ultimo è realizzato in modo tale per cui sotto qualsiasi condizione di segnale e di sfasamento entrambi gli stadi amplificatori siano sempre in una condizione di bilanciamento quando lo « spot » si trova sulla linea centrale dello schermo; ciò consente di minimizzare le variazioni nel responso di frequenza con lo sfasamento. Lo stadio di uscita è direttamente accoppiato alle placchette di deflessione del tubo a raggi catodici, mentre la compensazione in frequenza è ottenuta induttivamente sul carico di collettore onde consentire la deflessione per la massima ampiezza dello schermo fino alla frequenza di interdizione dell'amplificatore.

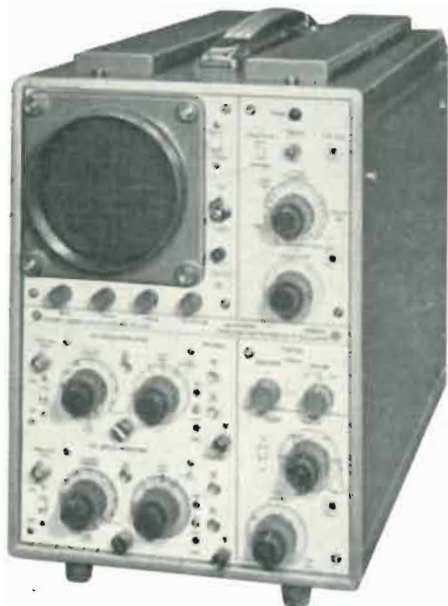
Fig. 3. - Oscillogrammi che illustrano il responso dell'oscilloscopio ad un impulso visualizzato ad una sensibilità di 100 mV/div e ad una velocità della base dei tempi pari a 500 nsec/div. L'oscillogramma superiore è ottenuto con una espansione unitaria mentre quello inferiore con una espansione pari a 5 volte.

Una sensibilità superiore con un responso di frequenza ridotto si ottiene mediante un commutatore azionabile dal pannello frontale. Quando ci si avvale di questa prerogativa, il tempo di salita dell'oscilloscopio, risultando ridotto, non garantisce il ritardo sul segnale necessario con l'amplificatore a 6 MHz. La linea di ritardo coassiale viene quindi tolta dal circuito e sostituita con un preamplificatore bilanciato ad un solo stadio. Sono consentite due gamme di alta sensibilità e vengono ottenute facendo variare la reazione nel circuito di questo preamplificatore. Quando lo stadio preamplificatore è in funzione, il segnale di pilotaggio viene prelevato alla sua uscita, onde aumentare l'ampiezza del segnale di pilotaggio applicato all'amplificatore degli impulsi di pilotaggio.
Precede il circuito del seguitatore catodico un attenuatore a due stadi ed undici posizioni, il che consente l'analisi di segnali d'ingresso di ampiezze diversissime. Una posizione del commutatore dell'attenuatore fornisce un'onda quadra di ampiezza nota generata localmente, la quale viene applicata all'amplificatore con lo scopo di calibrarne il guadagno.
Dal punto di vista costruttivo, l'amplificatore di deflessione verticale è suddiviso in due sezioni: lo stadio finale di amplificazione che è incorporato nel telaio principale dell'oscilloscopio e la catena di amplificazione e di preamplificazione

Fig. 5. - Schema elettrico a blocchi degli stadi di deflessione orizzontale.

che sono comprese nell'unità modulare. Questo sistema consente di progettare una grande varietà di unità modulari utilizzabili sull'oscilloscopio evitando di introdurvi ogni volta lo stadio di pilotaggio del tubo.

2. — Unità di pilotaggio e di ritardo

I segnali di sincronismo provenienti da entrambi gli amplificatori (quello superiore e quello inferiore), la tensione di alimentazione di rete (quando la funzione di sincronismo è espletata alla frequenza di rete), oppure i segnali di sincronismo provenienti da una sorgente esterna, possono essere selezionati mediante il commutatore relativo all'unità circuitale di pilotaggio onde pilotare secondo la modalità più opportuna la base dei tempi; tale funzione di selezione è illustrata nello schema a blocchi di fig. 5. L'applicazione ai circuiti dello strumento del segnale d'ingresso viene attuata attraversi un apposito commutatore contrassegnato « MODE » provvisto di tre posizioni rispettivamente marcate: D.C., A.C. ed L.F. Nella posizione L.F., viene impiegato un accoppiamento del tipo in corrente alternata, mentre al circuito viene aggiunta una rete di integrazione. Ciò costituisce un'utile agevolazione quando occorra pilotare la base dei tempi mediante segnali a frequenza bassa ed in presenza di disturbi in alta frequenza o di transistori, oppure quando necessiti eseguire il pilotaggio a partire dagli impulsi di quadro relativi alla forma d'onda di un segnale televisivo. La configurazione circuitale adottata nella unità di pilotaggio e di ritardo è completamente convenzionale come è evidente osservando il già citato schema a blocchi di fig. 5.
All'ingresso dell'unità di pilotaggio è presente un circuito di protezione costituito fondamentalmente da un diodo limitatore onde prevenire le dannose conseguenze di impiego errato o di sovraccarico; a tale circuito di protezione segue uno stadio del tipo « emitter follower » che ha lo scopo di mantenere costante, entro limiti accettabili, l'impedenza d'ingresso e di minimizzare lo smorzamento dovuto al carico. L'invertitore di fase dell'amplificatore di pilotaggio, che segue nell'ordine, esegue la selezione di polarità e di livello sull'impulso di pilotaggio relativo al segnale d'ingresso.
Quest'ultima unità circuitale è seguita da un multivibratore di Schmitt che può

essere modificato in multivibratore astabile, ponendo il commutatore di comando del livello (level) sulla posizione contrassegnata « AUTO ». In detta posizione si ottiene sull'asse « X » dello schermo del tubo a raggi catodici una linea base di riferimento associata ad una bassa frequenza di scansione, per cui è possibile la sincronizzazione automatica per qualsiasi segnale di ingresso entro un'ampia gamma di ampiezze e di frequenze. L'ampia gamma di segnali d'ingresso entro cui questo circuito può esplicare la sua funzione, lo rende estremamente utile e per la maggior parte delle applicazioni è sufficiente usare, appunto, il comando di livello in posizione « AUTO » in unione al comando di stabilità regolato sulla posizione « PRESET ». Detti comandi possono tuttavia essere posti in azione singolarmente o complessivamente secondo le esigenze specifiche atte a consentire le misure più esatte. Quando il comando di stabilità viene posto nella posizione contrassegnata « Free-Run » (funzionamento astabile) esso attua la condizione di scansione non sincronizzata che può essere usata con vantaggio per l'aggancamento di frequenze superiori a 6 MHz.

L'unità di pilotaggio comprende anche un dispositivo di ritardo a variazione continua il quale consente un ritardo massimo di 20 microsecondi, ritardo che va considerato fra l'inizio di un impulso di pilotaggio ed il conseguente inizio di una scansione della base dei tempi. La configurazione circuitale adottata nel dispositivo di ritardo consiste in un generatore a dente di sega di ampiezza variabile del tipo a corrente costante, accoppiato ad un multivibratore cui è affidata la funzione di formare gli impulsi richiesti per il pilotaggio della base dei tempi. Il ritardo è proporzionale all'ampiezza del dente di sega e quest'ultima è controllata regolando opportunamente il comando contrassegnato con la dicitura « DELAY VARIABLE ».

L'unità modulare che comprende i circuiti di pilotaggio e di ritardo costituisce un tutto a se stante ove tutti i componenti circuitali sono entrocontenuti mentre gli elementi di connessione fanno capo ad una apposita morsettiera di contatti; questa unità può essere estratta dal complesso togliendo le due viti di fissaggio presenti sul pannello frontale.

Fig. 4. - Aspetto del modello TF2202 nella versione portatile o da tavolo. Si noti la indovinata disposizione dei comandi relativi agli amplificatori verticali (in basso a sinistra), ai comandi dell'amplificatore orizzontale (in alto a destra), ed a quelli dell'unità di pilotaggio e di ritardo (in basso a destra).

3. — Base dei tempi ed amplificatore orizzontale

Il generatore a dente di sega scelto per realizzare la base dei tempi è del tipo a corrente costante e, in unione con un speciale circuito del tipo « emitter follower », fornisce un dente di sega ricorrente estremamente lineare con una ampiezza di circa 20 V. Questo segnale a dente di sega è pure disponibile su un'apposita presa sita sul pannello frontale, onde consentirne l'impiego per usi esterni mediante accoppiamento con condensatore di blocco.

La sincronizzazione libera viene consentita da un circuito bistabile accoppiato ad un diodo « gate » e ad un circuito bistabile di pilotaggio « gate » (si veda lo schema a blocchi illustrato in fig. 8). Il circuito può essere posto in azione mediante il commutatore contrassegnato « ONE-SHOT NORMAL » come e quando richiesto; detta prerogativa si rivela particolarmente utile per la registrazione fotografica di fenomeni transitori o di segnali sporadici.

La base dei tempi può essere selezionata secondo dieci differenti portate con tre posizioni di espansione (x1, x2 e x5) sull'amplificatore orizzontale ed un comando variabile che attua una copertura continua fra le suddette portate. Ciò consente una gamma di variazione totale compresa fra 1,25 sec/div a 0,1 μsec/div.

L'amplificatore orizzontale consiste principalmente di due stadi cascode accoppiati l'un con l'altro secondo una doppia configurazione circuitale del tipo « long-tailed » con il comando di guadagno o di espansione accoppiato agli emettitori. Per funzionamento esterno, l'amplificatore consente una sensibilità base di circa 4 V/div in corrispondenza della posizione di espansione unitaria.

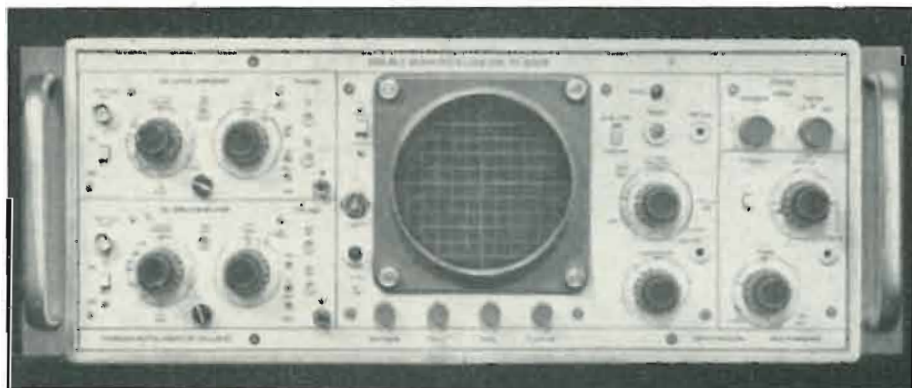



Fig. 6. Nella versione TF 2202 R, le varie unità modulari sono disposte in modo tale da formare un complesso per montaggio in rack.

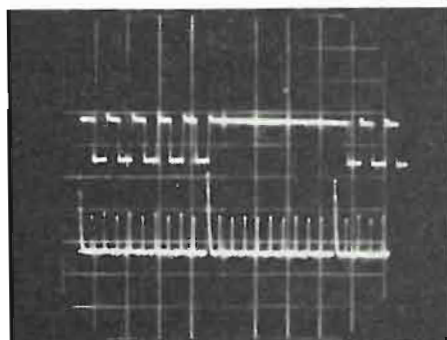
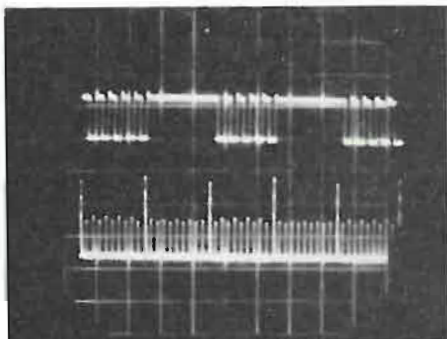



Fig. 7. - Forme d'onda relative al generatore calibrato della base dei tempi che mostrano l'elevata linearità di quest'ultima ed, in basso, il medesimo oscillogramma espanso due volte.

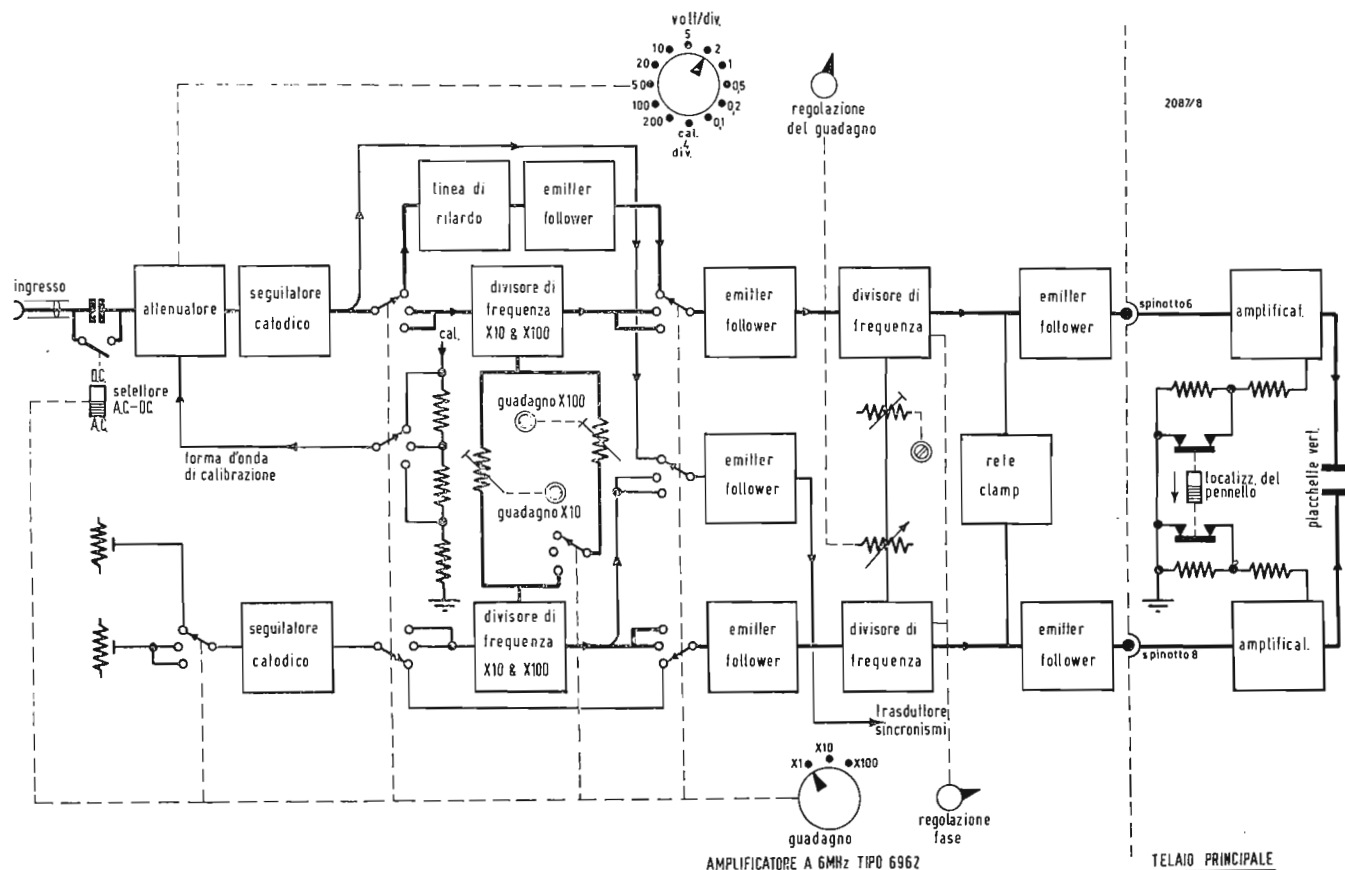
Fig. 8. - Schema elettrico a blocchi degli stadi di deflessione verticale.

Tutti i circuiti della base dei tempi e dell'amplificatore orizzontale sono completamente transistorizzati ed entrocontenuti in una sotto-unità del solito tipo modulare. Tutte le connessioni d'ingresso e di uscita avvengono mediante spinotti e zoccoli, per cui l'unità è facilmente estraibile dal pannello frontale mediante la semplice rimozione delle due viti di fissaggio.

4. - L'alimentatore

L'unità di alimentazione consente allo strumento di poter essere alimentato sia dalla rete in corrente alternata sia da batterie. La scelta del modo di funzionamento si attua inserendo l'opportuno cordone di collegamento nell'apposita presa dello strumento. Al fine di mantenere ad un valore costante le varie tensioni necessarie al funzionamento dell'oscilloscopio in occasione di alimentazione da batterie, la tensione d'ingresso è stabilizzata mediante un circuito regolatore a transistori di tipo convenzionale. La tensione ottenuta all'uscita di quest'ultimo viene convertita in un segnale di onda quadra da un convertitore a transistori ed applicata all'avvolgimento primario del trasformatore di alimentazione. Le tensioni così disponibili sui vari avvolgimenti secondari di questo trasformatore vengono normalmente rettificate e livellate prima di venir distribuite ai vari circuiti.

Quando lo strumento funziona con la rete a corrente alternata la tensione di alimentazione viene inizialmente trasformata in una tensione di basso valore mediante un secondo trasformatore, successivamente rettificata e livellata e quindi applicata allo stabilizzatore a transistori, esattamente come avveniva nel funzionamento a batterie. L'adozione di un tale alimentatore, ove si impiega un convertitore per ottenere una forma d'onda quadra, funzionante ad una frequenza relativamente alta consente l'adozione di un trasformatore e dei componenti dei circuiti di livellamento di dimensioni elettriche e fisiche notevolmente ridotte.

L'unità modulare che contiene i circuiti di alimentazione racchiude anche il generatore dei segnali di calibrazione. Quest'ultimo funziona prelevando un segnale da uno degli avvolgimenti secondari del trasformatore in alta frequenza ed attribuendo ad esso la forma di un'onda quadra, l'ampiezza della quale viene successivamente limitata e stabilizzata con elevata precisione ad un determinato valore di calibrazione. Il segnale così ottenuto all'uscita di detto generatore, viene applicato ad entrambi gli amplificatori verticali ed anche ad una presa presente sul pannello frontale ove esso è disponibile per operazioni di calibrazione di altre apparecchiature o per la calibrazione di sonde di misura associate all'impiego dell'oscilloscopio medesimo. *A.*

Nuovo tiratron ad alta densità di potenza

È stato messo in commercio un nuovo tiratron a idrogeno, raffreddato ad aria che permette di impiegare, con un solo tubo, potenze medie e di picco più elevate di quelle ottenibili con qualsiasi altro tubo del genere.
Il nuovo tiratron, disponibile presso la Divisione Esportazione IGE della GENERAL ELECTRIC COMPANY (USA), è designato con la sigla ZT-7004; pur misurando soltanto 32 cm d'altezza, escluso l'indicatore di temperatura e 15 cm circa di diametro, e pesando appena 6,8 kg, ha una potenza di picco nominale d'uscita di 100 MW e una potenza media di 150 kW. Tale elevata densità di potenza — e cioè, il rapporto di potenza altissimo rispetto alle dimensioni del tubo — si accoppia alla sua notevole capacità a smaltire tensioni elevate — dell'ordine di fin 50 kV di picco sull'anodo.
Tra le varie applicazioni che potrà ricevere il nuovo dispositivo, sono i moderni impianti radar di bordo e di terra, e gli acceleratori lineari. L'impiego di un solo tubo per avere alte potenze d'uscita riduce il numero delle apparecchiature ausiliarie richieste, semplifica lo schema dei circuiti e accresce considerevolmente le garanzie di affidamento e di sicurezza degli impianti.
Lo ZT-7004 ha come valori massimi per la corrente 7 A di media e 4000 A di picco, e un fattore di dissipazione anodica che ai collaudi è arrivato sino a 55×10^9 sebbene questo non venga considerato il limite massimo.
Esso incorpora una griglia a gradiente che secondo il parere degli esperti consente di mantenere la tensione della corrente continua più vicina ai massimi valori della tensione di quanto non sia possibile con il tipo monogriglia comune. *(i.d.a.p.)*

Fotocellula EM-1502

Un altro progresso nell'ottica elettronica è stato realizzato con la presentazione da parte della Divisione Componenti industriali della RAYTHEON di una fotoresistenza al seleniuro di cadmio, il cui valore può variare di un milione di ohm in un tempo di 0,5 msec; rappresenta quindi uno dei componenti ottico-elettronici più rapidi che offra attualmente il mercato.
La sua risposta spettrale copre un campo di lunghezza d'onda da 5.000 a 12.000 Ang, massimo in corrispondenza di 6.950 Ang, quindi oltre a coprire la banda del visibile estende la sua sensibilità fino alla zona dell'infrarosso.
La fotoresistenza EM-1052 è adatta all'impiego in molteplici applicazioni, come commutatori ottico-elettronici in controlli industriali, contatori elettronici, interruttori di fine corsa, indicatori di livello.
La sua rapidità di tempo di chiusura ne fa un componente particolarmente adatto come chopper o interruttore in circuiti di controllo in cui le operazioni avvengano con una velocità superiore a 1 kHz.
Rispetto alle fotocellule reperibili sul mercato, impiegate in analoghe applicazioni, l'EM-1502 presenta vantaggi considerevoli, quali una maggiore larghezza di banda e tempi di risposta più piccoli, con una sensibilità più alta e tale da renderlo un ottimo rivelatore con alto rendimento anche a frequenze relativamente alte.
La temperatura di funzionamento risulta più estesa, mantenendo per altro una resistenza d'uscita relativamente costante al variare di questa.
L'EM-1502, racchiuso in un contenitore metallico standard T 05, è meccanicamente resistente e, date le sue ridotte dimensioni, si presta vantaggiosamente all'applicazione nei circuiti miniaturizzati. *(r.e.)*

Sotto il controllo di un solo calcolatore elettronico una rete elettrica da un miliardo di dollari

Il complesso per la produzione e la distribuzione dell'energia elettrica delle sistemazioni sul fiume Colorado, estendentesi 110.000 miglia quadrate nei territori del Colorado, dello Wyoming, dello Utah, del Nuovo Messico e dell'Arizona, e comprendente sei dighe e bacini di riserva, undici centrali idroelettrice e 2500 miglia di linee di trasmissione ad alta tensione, per un ottale di 2 milioni di kW di elettricità, verrà posto sotto il controllo di un unico calcolatore elettronico costruito dalla GENERAL ELECTRIC COMPANY (USA), che sorveglierà il funzionamento di tutte le unità produttive e di collegamento della vastissima rete, compirà i propri calcoli e conseguentemente invierà a destinazione le opportune misure di comando nel tempo di appena un quarto di secondo.
Si tratta di un calcolatore GE 412, del tipo numerico per il controllo delle operazioni, che differisce dai calcolatori per l'elaborazione dei dati in quanto funziona a tempo « reale », eseguendo immediatamente gli interventi richiesti nel momento stesso in cui si rendono necessari, mentre gli altri vengono impiegati per la valutazione, l'immagazzinaggio e la restituzione delle informazioni. Oltre ai calcoli, il GE-412 provvederà all'effettivo controllo delle portate idriche e delle funzioni relative alla produzione e allo smistamento dell'energia per l'intera rete di trasmissione e le relative linee di allacciamento; poichè tali compiti d'ordinaria amministrazione non gli richiederanno più di un quarto di secondo, il calcolatore impiegherà il tempo rimanente per effettuare la registrazione di dati operativi concernenti i singoli elementi della rete, ai quali sarà collegato da una serie di ap-

parecchiature radio per microonde e da altri impianti per la trasmissione dei dati a distanza.
Stando a quanto si prevede attualmente, l'intero complesso dovrebbe essere ultimato e pronto ad entrare in funzione verso le metà della prossima estate. (*p. r.*)

Nuovo impianto e nuove applicazioni delle batterie a ricarica

La General Electric Company (USA) ha annunciato l'avvenuta inaugurazione ufficiale di un nuovo stabilimento dal costo di 4,5 milioni di dollari, che verrà adibito alla fabbricazione di batterie a ricarica al nichel-cadmio. Lo stabilimento, che copre una superficie di oltre 6000 mq., nella Florida, contiene complicate apparecchiature di ricerca e di produzione, destinate a portare sul piano pratico centinaia di nuove applicazioni per le batterie, e comprende inoltre dei laboratori di metallurgia, microscopia, chimica fisica, elettronica ed elettrochimica.
I tecnici della società ritengono che per il mercato delle batterie al nichel-cadmio esistano più che notevoli possibilità di espansione. Tale tipo di batterie presenta infatti moltissimi vantaggi: di minimo ingombro, capace di generare sovracorrenti fortissime, può essere ricaricato centinaia di volte e costituisce una fonte di energia elettrica di poco peso e di molto affidamento nella più ampia gamma di temperature e di condizioni ambientali. Già impiegate per un varietà di applicazioni che va dai modesti spazzolini da denti a pila ai più complessi dispositivi elettronici spaziali, le batterie al niche-cadmio potranno essere adoperate per gli aspirapòlvere a pile, per i telefoni, gli asciugacapelli, le lenze a batteria, i termofori a riscaldamento elettrico, e in molti altri casi nei quali l'esigenza della pronta disponibilità si unisce a quella della trasportabilità.
Nel nuovo stabilimento della G. E. verrà adottato un modernissimo processo produttivo continuo per la fabbricazione delle pile al nichel-cadmio, già disponibili nei tipi da 0,8 a 100 amperora e suscettibili di venire portate al livello dei 1000 amperora; tale processo garantirà un rigoroso controllo della qualità e dell'uniformità della produzione. Al di fuori degli USA e del Canadà, le batterie al nichel-c admio si possono richiedere alla Divisione Esportazioni IGE della G. E. (*i.d.a.p.*)

Messo a punto un generatore criogenico per magneti a spire superconduttrici

È stato messo a punto un generatore d'energia non più grosso di un pugno che verrà utilizzato per la fabbricazione dei magneti a spire superconduttrici, con campi di 100.000 gauss e oltre; il dispositivo, ideato e realizzato dalla General Electric Company (USA), funziona a temperature molto prossime allo zero assoluto, per trasformare una modesta quantità di corrente alternata negli ingenti approvvigionamenti di corrente continua richiesti da tale tipo di magneti, e non dà quindi luogo alle fortissime « fughe termiche » che risultavano inevitabili con gli spessi conduttori di comune filo metallico impiegati sinora, e pregiudicavano il rendimento dei magneti che vanno invece mantenuti intorno ai — 273°C se si vuole che si comportino soddisfacentemente.
Il generatore di c. c. è stato chiamato dai suoi inventori « pompa di flusso elettrico » in quanto è utilizzato per generare nella spira magnetica quantità sempre maggiori di corrente, in una serie di gradi successivi, sfruttando il fatto che una corrente indotta in una spira superconduttrice continuerà a passarvi indefinitamente; esso non comprende parti mobili ma impiega interruttori superconduttori del genere dei « criotroni » che si trovano nei calcolatori elettronici. Comunque, mentre i criotroni comuni possono « portare » solo pochi millesimi di ampère, i criotroni a reattanza impiegati nella pompa dì flusso G. E. sono in grado di smaltire correnti dell'ordine di quelle richieste per creare campi magnetici di intensità anche molto superiore ai 100.000 gauss. Essi vengono detti criotroni a reattanza perchè funzionano in coppia con « reattanze saturabili » che ne facilitano il controllo.
Il nucleo centrale del dispositivo è un trasformatore con avvolgimento in filo superconduttore, collegato alla spira magnetica ad alta intensità di campo mediante due criotroni a reattanza. La corrente alternata giunge al trasformatore, i criotroni si aprono e si chiudono in sincrono con le oscillazioni di tensione, e la corrente continua che passa attraverso la spira aumenta così per gradi successivi. Regolando opportunamente la fase dei criotroni a reattanza è possibile invertire il processo, e cioè pompare energia fuori dal circuito
In esperimenti compiuti con un modello di pompa di flusso da laboratorio, una corrente alternata di meno di un ampère è stata trasformata in circa 500 ampères di corrente continua, oltre il doppio, cioè, di quella richiesta per il record dei 101.000 gauss ottenuti l'anno scorso con una spira superconduttrice fabbricata dalla G. E. al Laboratorio di Ricerca. Tale trasformazione ha luogo a una temperatura di 4,2 gradi kelvin (di poco superiore allo zero assoluto); ciò non sarebbe possibile con i raddrizzatori normali in quanto a temperature così basse questi smettono di funzionare.
In definitiva, il dispositivo grosso quanto un pugno dovrebbe essere in grado di fornire parecchie migliaia di ampères di corrente continua; per produrne una quantità equivalente, un generatore di corrente continua di tipo comune dovrebbe avere dimensioni uguali a quelle di una scrivania per ufficio o anche maggiore. (*i.d.a.p.*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Tecnologia dei transistori planari epitassiali al silicio*

AGLI INIZI della tecnica dei semiconduttori la preparazione di una superficie di passaggio p-n netta e piana era una delle maggiori difficoltà. Il progresso nel campo dei sistemi di saldatura ha però fatto passare in secondo piano questo problema. Oltre che soddisfare l'esigenza di aumentare le frequenze limiti e la potenza dissipabile si è anche riusciti ad ottenere una durata più lunga e meglio definita degli elementi. Ciò riguarda sia la resistenza alle sollecitazioni meccaniche, termiche e atmosferiche, sia una maggiore costanza temporale delle caratteristiche elettriche. Queste ultime sono determinate dal sistema di costruzione e di montaggio e dalla superficie dei semicristalli. Quest'ultima influenza anche la corrente residua che è formata da una componente di volume e da una componente di superficie. Mentre la corrente residua di volume dipende dal materiale, per un determinato materiale semiconduttore con una certa dotazione è fissa e concorre in minima parte alla formazione della corrente residua totale, la componente di superficie è sottoposta a notevoli variazioni provocate dagli influssi ambientali, soprattutto dall'assorbimento di molecole di acqua e di gas. Chiudendo gli elementi in custodie di vetro o di metallo si cerca di stabilizzare le condizioni, anche con l'aiuto di sostanze protettive. La saldatura di una custodia metallica a tenuta perfetta e l'inserimento di passanti in vetro presentano delle notevoli difficoltà. Attraverso anche le fessure più minute possono passare, in genere dopo un notevole periodo, delle molecole d'acqua che si depositano sulla superficie dei cristalli e modificano le caratteristiche degli elementi. L'impiego in apparecchi professionali appare quindi alquanto problematico. Un notevole progresso si è realizzato con una nuova forma di transistore con la quale si possono raggiungere sia elevate frequenze limiti sia elevate potenze. Si tratta del transistore planare.

Fig. 1. - Schema di un mesatransistore: E = emettitore; B = base; C = collettore; ST = sistema portante e terminale del collettore.

1. - TECNOLOGIA

Con la tecnica della diffusione è possibile controllare meglio la profondità di penetrazione e la ripartizione della dotazione di elementi nei semiconduttori.

Con delle zone di base più sottili e regolabili e con la creazione di un campo di spinta si ottengono dei transistori con una maggiore frequenza limite.

A tale scopo è stata utile la tecnica delle maschere che permette di preparare nello stesso ciclo di lavoro un grande numero di transistori. Ciò permette fra l'altro di ridurre la dispersione dei valori caratteristici. Con tale tecnica vengono costruiti due tipi di transistori, i mesa-transistori ed i transistori planari. I due tipi hanno in comune le seguenti caratteristiche: il collettore a grande superficie e sul lato opposto del cristallo la base e l'emettitore. Nel mesa-transistore, e lo stesso vale per il mesa-diodo, tutto il materiale semiconduttore che circonda il sistema vero e proprio viene asportato con un processo di attacco chimico che lascia sporgere il cosidetto « mesa-monte » (fig. 1). Perciò nel transistore finito, le superfici di passaggio vengono a contatto con l'esterno e sono quindi sottoposte all'influenza diretta dell'atmosfera. Nel transistore planare invece un ricoprimento superficiale di biossido di silicio (quarzo) protegge gli strati di passaggio base-emettitore e base-collettore.

Fig. 2. - Quattro stadi della fabbricazione del transistore planare con strato epitassiale: S = substrato; E = strato epitassiale.

(*) Rielaborato da pubblicazioni della INTERMETALL G.m.b.H. e da un articolo di LEHMANN, M. e DIETRICH, B. apparso su *Radio Mentor*, ottobre 1963, pag. 851.

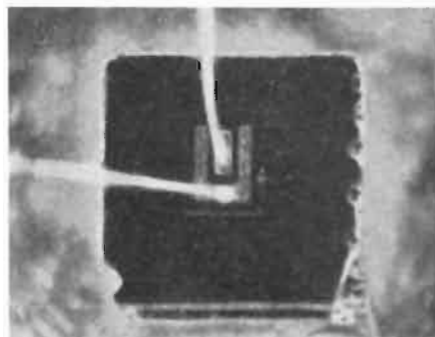



Fig. 4. - Fissaggio dei terminali di base e di emettitore con termocompressione di un sottile filo di oro per i transistori di minore potenza.

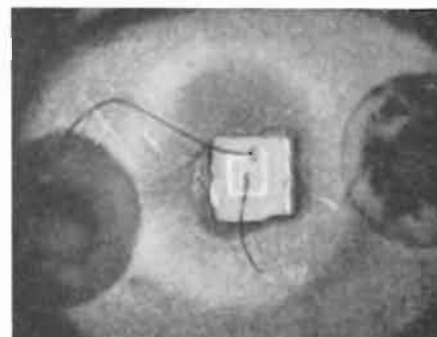



Fig. 5. - Termocompressione di un filo con testa a spillo per elementi transistori di maggiore potenza.

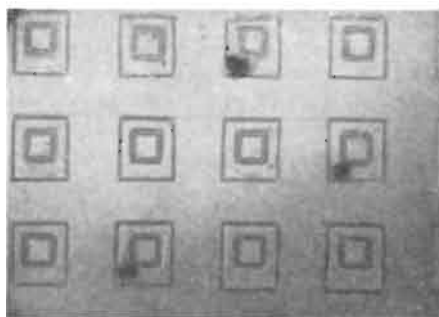



Fig. 3. - Sezione di una piastra di silicio con elementi del transistore BSY54. Tre elementi difettosi sono chiaramente marcati.

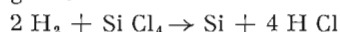
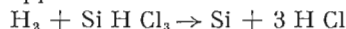
In tal modo ambedue i tipi di transistore presentano un corpo collettore ad alta resistenza. Da una parte si desidera un'alta resistenza alla tensione con un collettore ad alta resistenza scarsamente dotato. Dall'altra parte si ottiene una elevata tensione di saturazione del collettore che può limitare il campo di regolabilità nel funzionamento come commutatore o nell'amplificazione di segnali alti. Questi svantaggi possono essere eliminati utilizzando un materiale di uscita buon conduttore sul quale si deposita un sottile strato di materiale ad alta resistenza che forma il collettore vero e proprio. Questo « materiale epitassiale » può subire lo stesso processo di lavorazione usato per i mesa-transistori ed i transistori planari.

Per la formazione dello strato epitassiale si hanno a disposizione diversi sistemi. Descriviamo uno dei più usati.

La piastra di semiconduttore accuratamente lucidata (in questo caso del silicio n con circa 0,1 Ω cm) viene riscaldata a circa 1200°C in un recipiente di quarzo sostenuto da un apposito supporto. Si fa affluire nel recipiente una miscela di idrogeno e tetracloruro di silicio, oppure triclorosilan che reagiscono nel modo seguente:

$$2\,H_2 + Si\,Cl_4 \rightarrow Si + 4\,H\,Cl$$

oppure

$$H_2 + Si\,H\,Cl_3 \rightarrow Si + 3\,H\,Cl$$

Con un giusto dosaggio e composizione della miscela di gas, che viene precedentemente sottoposta ad un processo di purificazione, si separa sulla piastrina di silicio in pochi minuti uno strato epitassiale spesso alcuni μm, che cresce monocristallinamente con il substrato della piastra. La dotazione di questo strato si ottiene mediante aggiunta di adatti composti di donatori alla miscela di gas.

Il lato epitassiale della piastrina di silicio viene successivamente ricoperto con uno strato di quarzo spesso 1 μm (fig. 2a). Un metodo molto impiegato per ottenere questo ricoprimento consiste nell'ossidazione della superficie di silicio con vapore d'acqua. Con l'ausilio di un fotoprocesso si ricavano da questo strato di quarzo delle finestre con le dimensioni della base. Si ricopre la piastrina con una fotolacca, che ha la proprietà di indurire sotto l'influsso dei raggi ultravioletti, in modo da non potere più essere sciolta dal solvente. Questo strato di lacca fotosensibile viene illuminato con una fotomaschera. Dopo il lavaggio con solvente (sviluppo) delle zone non illuminate, che hanno le dimensioni delle finestre desiderate, si attaccano con acidi liquidi le parti scoperte dello strato di quarzo.

Attraverso queste finestre si diffondono dalla fase gassosa le basi (fig. 2b). A tale scopo si utilizza per un transistore n p n del boro. Dopo una seconda ossidazione con ossigeno o vapore d'acqua si ricavano le finestre di emettitore, ancora con un fotoprocesso. Con la diffusione di fosforo si ottiene l'emettitore (fig. 2c). Con una successiva ricopertura della superficie, la formazione di finestre ancora più piccole e il deposito di alluminio si ottengono i terminali metallici per la base e l'emettitore che verranno collegati in un processo successivo.

Prima di suddividere la piastra, che secondo le dimensioni del sistema può contenere da 40 a 1000 elementi, si sottopone ciascun elemento ad una prova elettrica in uno speciale posto di misura a punte. Gli elementi difettosi vengono subito marcati. La fig. 3 mostra una parte di una piastra con elementi del transistore BSY54. Si possono vedere chiaramente alcuni elementi difettosi marcati.

Infine l'elemento viene montato e munito di contatti. I sistemi, che qualche volta hanno delle dimensioni di appena alcuni centesimi di millimetro vengono saldati con oro al corpo dello zoccolo oppure, nel montaggio isolato,

A) Picotransistori per apparecchi a bassa potenza e calcolatori

Potenza dissipata ammessa a $T_A = 45\ °C$ 30 mW

Tipo	BFY 22	BFY 23	BFY 24	BFY 29	BFY 30	
V_{CBo}	5	5	5	45	45	[V]
V_{CEo}	5	5	5	30	30	[V]
V_{EBo}	3	3	3	5	5	[V]
V_{CEsat} $I_C = 50$ mA; $I_B = 5$ mA	$<$ 0,45	$<$ 0,45	$<$ 0,45	$<$ 0,45	$<$ 0,45	[V]
I_{CBo} $<$ 15 nA per	2	2	2	30	30	[V]
β $V_{CE} = 0,5$ V; $I_C = 0,2$ mA	30–90	70–220	45–130	30–90	70–220	

B) Trantistori planari epitassiali in custodia TO 18

Potenza dissipata ammessa a $T_A = 45\ °C$ 260 mW

Tipo	BSY 19	BSY 20	BSY 21	BSY 22	BSY 23	
V_{CBo}	40	25	40	45	40	[V]
V_{CEo} $\beta \to \infty$	15	15	15	25	V_{CEs} 30	[V]
V_{EBo}	5	5	5	5	5	[V]
V_{CEsat} $I_C = 10$ mA; $I_B = 1$ mA	$<$ 0,4	0,7–0,9	—	$<$ 0,5	—	[V]
$I_C = 50$ mA; $I_B = 5$ mA	—	—	—	—	$<$ 0,4	[V]
$I_C = 200$ mA; $I_B = 20$ mA	—	—	0,7–0,8	—	—	[V]
I_{CBo} per V_{CBo}	$<$ 25 (20)	$<$ 500 (15)	$<$ 25 (20)	$<$ 10 (15)	$<$ 500 (20)	[V]
B $V_{CE} = 1$ V; $I_C = 10$ mA	30–120	20–60	30–120	50	$>$ 25	
$f_{\beta 1}$ $V_{CE} = 10$ V; $I_C = 10$ mA	$>$ 300	$>$ 300	—	$>$ 300	$>$ 300	[MHz]
$V_{CE} = 10$ $<$; $I_C = 20$ mA	—	—	$>$ 300	—	—	[MHz]

Tipo	BSY 51	BSY 52	BSY 53	BSY 54	BSY 55	BSY 56	
V_{CBo}	60	60	75	75	120	120	[V]
V_{CEo}	25	25	30	30	80	80	[V]
V_{EBo}	5	5	7	7	7	7	[V]
V_{CEsat} per $I_C = 150$ mA, $I_B = 15$ mA	0,6 ($<$ 1)	0,6 ($<$ 1)	0,3 ($<$ 0,6)	0,3 ($<$ 0,6)	0,3 ($<$ 0,6)	0,3 ($<$ 0,6)	[V]
per I_C*) $= 500$ mA, $I_B = 50$ mA	—	—	1,2 ($<$ 2)	1,2 ($<$ 2)	—	—	[V]
$B\ (I_C/I_B)$ per $V_{CE} = 10$ V							
$I_C = 0,1$ mA	—	—	$>$ 20	$>$ 35	$>$ 20	$>$ 35	
$I_C = 10$ mA	—	—	$>$ 35	$>$ 75	$>$ 35	$>$ 75	
$I_C = 150$ mA *)	40–120	100–300	40–120	100–300	40–120	100–300	
$I_C = 500$ mA *)	—	—	$>$ 20	$>$ 40	—	—	
I_{CBo} per $V_{CB} = 30$ V	$<$ 100	$<$ 100	—	—	—	—	[nA]
per $V_{CB} = 60$ V	—	—	$<$ 10	$<$ 10	$<$ 10	$<$ 10	[nA]
$f_{\beta 1}$ per $V_{CE} = 10$ V, $I_C = 50$ mA	130	130	150	150	150	150	[MHz]

*) Misurato con impulsi.

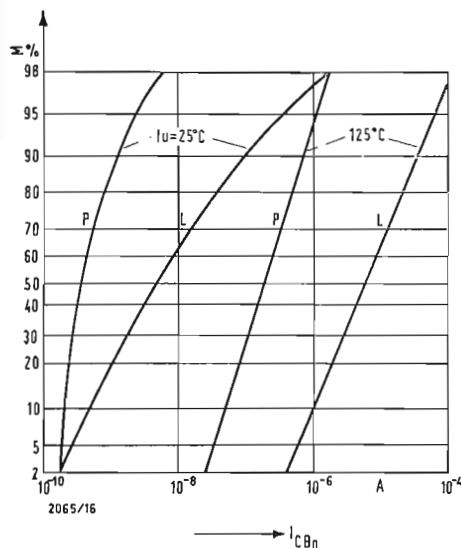



Fig. 6. - Distribuzione di frequenza delle correnti di blocco per una tensione base-collettore di 60 V in transistori al silicio. *P* = transistori planari; *L* = transistori legati.

saldati al supporto del collettore. L'applicazione dei terminali alla base e all'emettitore avviene mediante la cosidetta « termocompressione », una specie di saldatura a freddo. I sistemi utilizzati sono due. Per i piccoli transistori si usa lo « Wedgebonding », secondo il quale un sottile filo d'oro viene disposto di piatto sull'elettrodo e pressatovi ad una temperatura di circa 400°C (fig. 4).

Il secondo sistema « Nailheadbonding » deriva il suo nome dalla forma del contatto. L'estremità del filo d'oro viene infatti fusa in una fiamma di idrogeno in modo che si formi una testa a forma di sfera che successivamente viene pressata sulla superficie dell'elettrodo.

Questo sistema che garantisce una maggiore solidità del collegamento viene preferito per gli elementi più grandi (fig. 5). La saldatura fra i fili di contatto ed i fili dello zoccolo avviene sempre per saldatura a freddo. Dopo il decapaggio ed una serie di stagionature e di riscaldamenti a 300°C si possono sottoporre i transistori ad una prova completa.

2. - CARATTERISTICHE TERMICHE, MECCANICHE ED ELETTRICHE

Con la tecnica planare, il procedimento epitassiale ed il sistema di applicazione dei contatti si ottengono molte caratteristiche che fanno differire notevolmente questi elementi dai transistori ottenuti con altre tecnologie. Nel seguito noi ci riferiremo ai tipi intermetallici i cui dati più importanti sono riassunti nella tabella. Particolare importanza hanno i tipi BFY 22-24 e BFY29-30 (pico-transistori). Essi sono studiati appositamente per piccoli apparecchi. Se si rinuncia alla custodia metallica si possono ottenere delle dimensioni particolarmente ridotte. Il sistema viene allora protetto semplicemente mediante immersione in resina sintetica. Con ciò le temperature di esercizio e di conservazione vengono limitate a 125°C. Tutte le curve date per i transistori della serie BSY51...56 possono essere traslate per questi transistori miniatura tenendo conto delle tensioni di blocco, della massima potenza dissipabile, ecc.

Uno dei parametri più importanti per un transistore è la corrente residua di collettore I_{CB0}. Come si è già fatto notare all'inizio, la parte di superficie della corrente residua viene notevolmente ridotta con la struttura planare. Ciò si può vedere chiaramente nella fig. 6 nella quale sono mostrate le ripartizioni della corrente residua in 50 transistori planari al silicio e 50 transistori legati di caratteristiche analoghe, per V_{CB0} = 30 V e temperature di 25°C e 125°C. Come indicano le curve segnate al 50%, le correnti residue per i transistori planari sono circa 50 volte più piccole di quelle dei mesatransistori.

La riduzione della corrente residua di superficie provoca anche un minore rumore in BF rispetto ai mesatransistori. L'ampiezza della dispersione osservata è pure minore (fig. 7).

Poichè la ricopertura con quarzo comprende anche lo strato di blocco base-emettitore, anche i valori I_{BE0} sono molto bassi. Per esempio nei tipi BSY53-56 a 5 V si ottengono delle correnti residue dell'ordine di 1 nA.

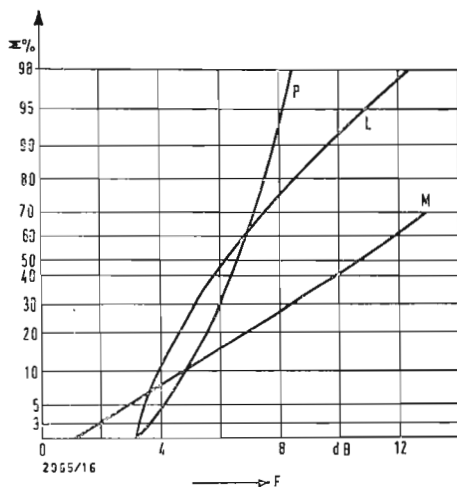



Fig. 7. - Distribuzione di frequenza del rumore in BF misurato con una tensione emettitore-collettore di 5V ed una corrente di collettore di 3 mA per una larghezza di banda di 15 kHz ed una resistenza del generatore di 1,5 kΩ. *P* = planare; *L* = legato; *M* = mesa.

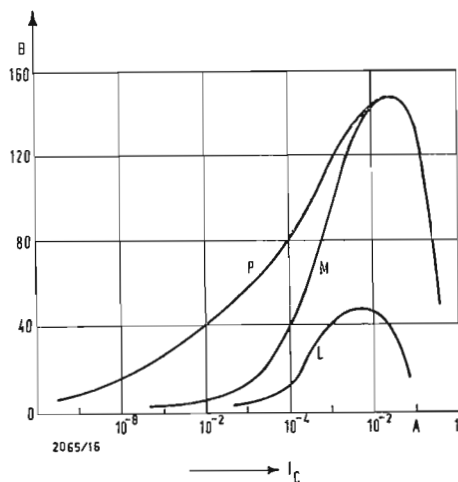



Fig. 8. - Amplificazione di corrente B in funzione della corrente di collettore in transistori planari (*P*) mesa (*M*) e legati (*L*).

Fig. 10. - Curve corrente di collettore. Tensione di collettore. *a*) Transistore planare con strato epitassiale; *b*) Transistore planare senza strato epitassiale.

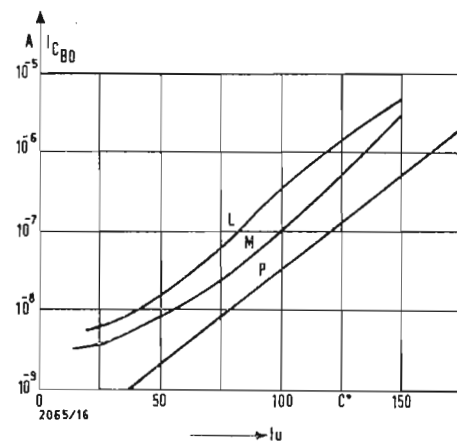
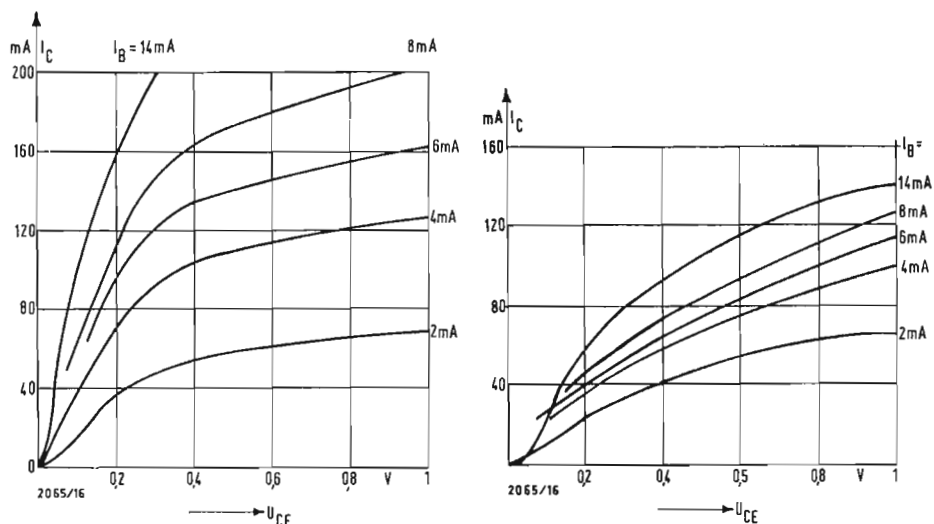



Fig. 9. - Relazione fra corrente residua e temperatura ambiente per transistori planari (*P*), mesa (*M*) e legati (*L*).

Il risultato è un interessante andamento dell'amplificazione in corrente continua B in funzione della corrente di collettore I_C. Come è noto la diminuzione di B alle basse correnti I_C è provocata dalla ricombinazione dei portatori di carica nella zona di carica spaziale base-emettitore e dalla corrente residua di superficie. Con la diminuzione di quest'ultima i transistori planari riescono ad ottenere, rispetto ad altre forme di transistori, un molto migliore andamento dell'amplificazione alle basse correnti di collettore. La fig. 8 confronta le amplificazioni di tre tipi di transistori al silicio: transistori planari, mesatransistori e transistori legati. I transistori planari e mesa hanno lo stesso valore massimo dell'amplificazione, ambedue sono notevolmente superiori ai transistori legati sia per la massima amplificazione ottenibile sia per il campo di I_C utilizzabile. Se si fissa un B minimo a 10 il transistore planare permette di ottenere un allargamento di tre decadi di I_C verso le basse correnti.

Per i criteri di stabilità che verranno illustrati più avanti è molto importante la conoscenza dei coefficienti di temperatura la conoscenza dei coefficienti di temperature delle correnti di blocco. La fig. 9 mostra il tipico andamento della corrente di blocco I_{CB0} in funzione della temperatura per i tre tipi di transistori.

Con lo strato epitassiale si riduce la resistenza della traiettoria di collettore. Ciò si vede chiaramente con le caratteristiche I_C, V_{CE}. Le fig. 10a e 10b mostrano queste caratteristiche per un transistore planare con strato epitassiale e per uno senza strato ma con valori per il resto analoghi e con le stesse dimensioni. Per I_C = 100 mA e I_B = 10 mA la tensione di saturazione vale in un caso $V_{CE\,sat}$ = 150 mV e nell'altro ben 500 mV. Per I_C = 150 mA ed I_B = 15 mA la differenza è ancora maggiore: 210 mV e 1,1 V. L'importanza di una bassa tensione di saturazione sta sia in un maggiore campo di regolabilità nei circuiti di commutazione e amplificazione, sia per la minore potenza dissipata all'interno del transistore. Perciò nei circuiti di

Fig. 11. - Limite di stabilità termica.

Fig. 12. - Variazione della corrente residua di collettore per una tensione di collettore di 20 V durante una conservazione del transistore a 300°C.

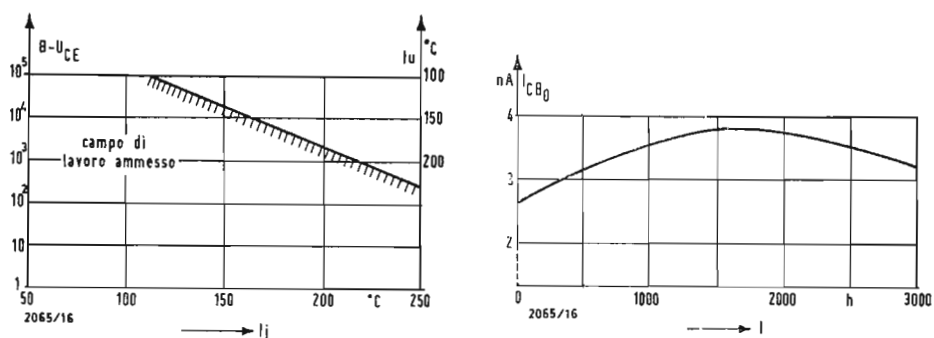
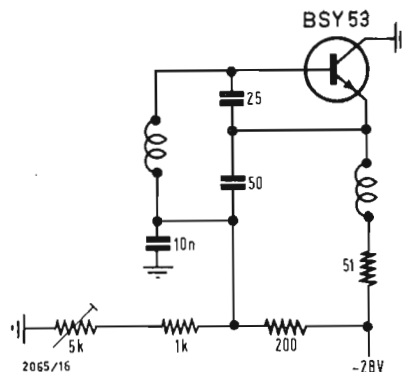



Fig. 14. - Oscillatore da 30 MHz.

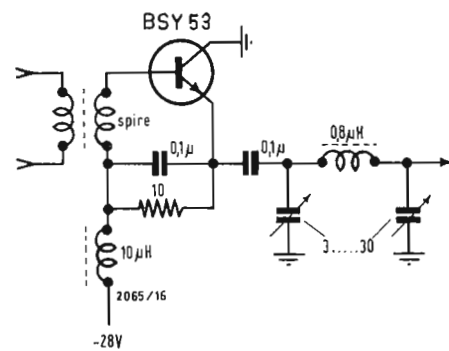



Fig. 15. - Amplificatore per 30 MHz.

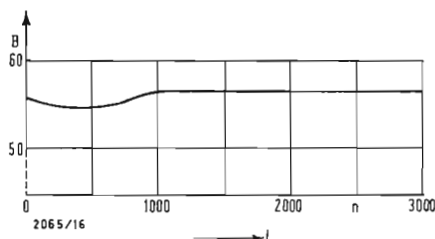



Fig. 13. - Variazione dell'amplificazione di corrente — misurata con 1 V e 10 mA sul collettore — durante la conservazione a 300°C.

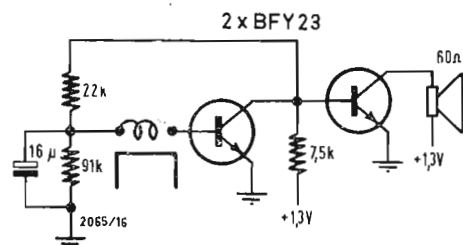



Fig. 16. - Adattatore telefonico.

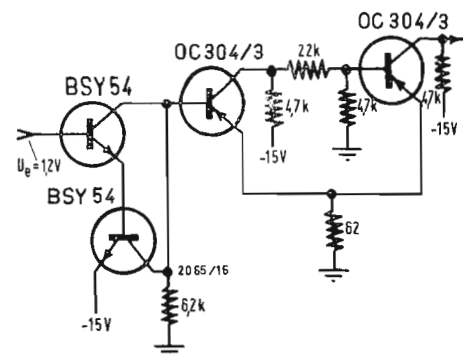



Fig. 17. - Trigger di Schmitt comandato a corrente.

commutazione, nei quali la corrente massima è limitata solo dalla potenza dissipata è possibile ottenere una corrente di collettore notevolmente maggiore.

3. - LA STABILITÀ TERMICA

Le correnti di blocco e la potenza dissipata ad esse dovuta aumentano esponenzialmente con la temperatura. La dispersione del calore generato nell'elemento avviene invece secondo una regola lineare, perciò, in certe condizioni, può verificarsi un sovrarriscaldamento del sistema fino alla sua distruzione. In letteratura si parla di controreazione termica. La temperatura critica molto spesso è inferiore alla temperatura ammissibile per il cristallo, che non può quindi essere completamente utilizzato.

Le condizioni per un funzionamento stabile si possono dedurre dalle relazioni:

$$V_{max} = \frac{\Delta T}{R_{thA}\, I_0\, e^{c/Tj - 25^\circ}} \qquad (1)$$

$$V_{max} = \frac{1}{R_{thA}\, c\, I_0\, e^{c\Delta T}} \qquad (2)$$

dove:

T_j = massima temperatura del cristallo in esercizio in °C.

R_{thA} = resistenza termica fra cristallo e temperatura in °C/W.

c = massimo coefficiente di temperatura in °C^{-1}.

I_0 = corrente di blocco per il circuito impiegato a 25°C in A.

V_{max} = massima tensione ammessa fra collettore in V.

$T = T_j - T_A$; T_A = Tenperatura ambiente.

La relazione (1) deve essere sempre soddisfatta. Per temperature di cristallo inferiori a quella che si ottiene dalla relazione:

$$T_x = \frac{1}{c} + T_A \qquad (3)$$

deve essere verificata anche la relazione (2). Naturalmente il valore di V_{max} che vale è il più piccolo fra i due ricavati.

Per la corrente residua I_0 inserita nel calcolo si devono fare le seguenti osservazioni.

Nei circuiti di commutazione la massima potenza dissipata si ha nei periodi di passaggio della corrente. Bloccando il transistore con una polarizzazione di base tutta la corrente residua di base e collettore passa attraverso la base, perciò il suo valore deve essere quello impiegato per il calcolo.

In tutti gli altri casi si deve osservare che fra base ed emettitore si trova una impedenza esterna che impedisce che la corrente residua di base e collettore passi tutta per la base. La corrente residua viene perciò suddivisa in due parti: una passa attraverso la resistenza esterna e l'altra passa attraverso il tratto base-emettitore del transistore. Questa seconda parte provoca, a causa dell'amplificazione di corrente, una maggiore corrente di collettore, perciò nelle relazioni (1) e (2) al posto di I_0 si dovrà mettere il prodotto $B\,I_0$. Se si porta B al primo termine si ottiene $B\,V_{max}$. La valorizzazione di questa relazione si vede nella fig. 11. In essa si può vedere che i transistori della serie BSY19-24 e della serie BSY51-56 in funzionamento come commutatori sono stabili fino ad una temperatura di 200°C.

Finora si è tenuto conto solo delle correnti di blocco e della dispersione del calore. La temperatura di esercizio di 200°C può essere però raggiunta solo se il transistore non è munito di punti di saldatura. Nei transistori legati i terminali vengono invece fissati mediante saldatura a stagno. Questa si scioglie ad una temperatura di circa 230°C. Tenendo conto di un certo margine di sicurezza si possono ammettere delle temperature dello strato di blocco di non più di 250°C. Nei transistori planari si possono invece ammettere delle temperature di conservazione

fino a 300°C senza che si abbia alterazione alcuna degli elementi. La fig. 12 mostra l'andamento temporale della corrente di blocco I_{CB0}, per un periodo di 3000 ore, in un transistore BSY21 che era stato conservato ad una temperatura di 300°C. Nelle stesse condizioni di prova si è ottenuta la curva della fig. 13 per l'amplificazione di corrente B.

La sensibilità di questo transistore contro le sollecitazioni meccaniche, per esempio urti o scuotimenti periodici, è molto bassa. Ciò si è potuto dimostrare con delle prove di accelerazione fino a 20.000 g. Anche un carico meccanico diretto sul terminale di contatto non ha mai portato alla distruzione del contatto.

Riassumendo si può dire che i transistori planari epitassiali sono degli elementi professionali con un ampio campo di applicazione. Le ottime qualità in corrente continua e in corrente alternata fino alle onde corte, consentono l'impiego di questi transistori anche negli apparecchi nei quali finora si erano usate solo valvole.

Fig. 18. - Flip-flop veloce.

4. - ESEMPI DI IMPIEGO

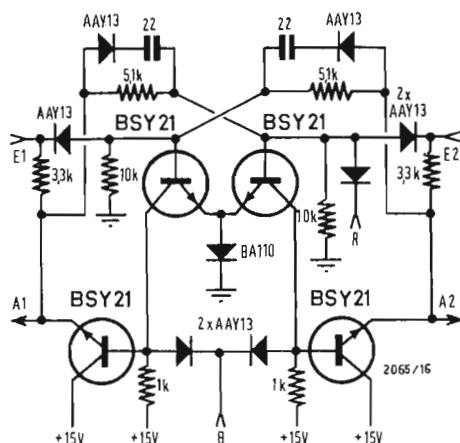
La fig. 14 illustra un oscillatore da 30 MHz accoppiato elettronicamente (Eco), nel quale il collettore e quindi la custodia del transistore può essere collegata direttamente allo chassis. Si ottengono così delle ottime condizioni di raffreddamento.

Con il dimensionamento indicato si può ottenere a 30 MHz una potenza in alta frequenza di 0,8 W. Il rendimento del circuito è del 30%.

La fig. 15 indica uno stadio amplificatore in classe *B* con emettitore base, nel quale la custodia del transistore può ancora essere collegata a massa. L'introduzione del segnale in AF avviene induttivamente fra base ed emettitore. Il segnale amplificato viene derivato dall'emettitore. Il circuito di uscita, un filtro π, serve per la soppressione delle armoniche superiori e per l'adattamento del carico. A 30 MHz si raggiunse una potenza di uscita di 1 W con una amplificazione di 16 dB ed un rendimento del 35%.

Nella fig. 16 è illustrato un adattatore telefonico con pico-transistore. Allo stesso modo si possono costruire apparecchi per sordi e amplificatori microfonici.

Un trigger di Schmitt comandato a corrente si può osservare nella fig. 17. Prima del trigger di Schmitt, costruito secondo le solite regole, è stato inserito un circuito a cascata con due transistori planari. La tensione necessaria in entrata vale in tal modo 1,2 V. Il trigger di Schmitt scatta ad una corrente in entrata di 100-110 nA. Nel prototipo si è misurato un coefficiente di temperatura della corrente di scatto di -2×10^{-9} *A*/°C.

La fig. 18 illustra un flip-flop veloce. I transistori 1 e 2 rappresentano il vero e proprio multivibratore bistabile che viene comandato nei circuiti di base attraverso le entrate E_1 e E_2. Per l'amplificazione del segnale di uscita e per il disaccoppiamento degli stadi successivi servono i transistori 3 e 4 che funzionano con collettore base. Con il diodo BA110 nel circuito di collettore si genera la polarizzazione di base negativa con la quale vengono bloccati i transistori 1 e 2. All'entrata *B* può essere portata una tensione continua per la limitazione della tensione in uscita. Il circuito può essere impiegato fino ad una frequenza di 12 MHz. *A.*

Per la prima volta il micro-circuito integrato viene impiegato in un apparecchio acustico

La Zenith di Chicago ha realizzato un nuovo apparecchio acustico contenente il medesimo tipo di micro-circuito integrato amplificatore ideato a suo tempo per il satellite IMP (Interplanetary Monitoring Platform), che venne lanciato dalla Nasa lo scorso novembre e che è tuttora in orbita attorno alla Terra.

Questa notizia è stata annunciata da Mister A. C. Holland, Presidente della Società Amplifon, la più importante organizzazione d'Europa per l'applicazione di protesi acustiche; Amplifon è la rappresentante di questo nuovo apparecchio acustico, che è stato battezzato « Satellite ».

Mister Holland ha descritto il nuovo circuito: esso è così microscopico che 10 micromoduli completi, con i loro 60 transistors, 160 resistenze ed i relativi collegamenti, possono essere sistemati nello spazio di una capocchia di cerino. Il micro-circuito integrato assolve tutte le funzioni amplificatrici di un circuito stampato convenzionale.

« Il rivoluzionario passo avanti compiuto dagli scienziati elettronici americani — ha continuato il Presidente della Amplifon — è costituito da un circuito semi-conduttore ottenuto con la tecnica dei transistors, ma costruito però come unità singola invece che come un assieme di 22 parti diverse collegate tra loro. Ciò ha reso possibile la realizzazione della nuova protesi acustica « Satellite », che è 5 volte superiore a qualsiasi precedente apparecchio del genere ». *(a.p.)*

F. B.

Recenti progressi tecnologici nei diodi per microonde*

La tecnologia dei diodi per microonde è ovunque in rapido sviluppo. Alcuni tipi di diodi, ad esempio quelli a punta il cui perfezionamento era quasi cessato da qualche anno, sono nuovamente in fase di progresso; ciò è dovuto anche a una migliore conoscenza teorica dei fenomeni di funzionamento fondamentali. A causa del grande numero di laboratori operanti in questo settore e della natura altamente concorrenziale dei prodotti risultanti, non sempre è agevole ottenere informazioni aggiornate sullo stato delle ricerche e sulla costituzione dei nuovi ritrovati; perciò per alcuni tipi di diodi si potrà dare, in questa relazione, solo qualche accenno, mentre per altri si riferirà in modo più ampio sui progressi compiuti nel 1963 *e su quelli prevedibili per il* 1964, *che saranno di dominio pubblico nel corso del* 1965.

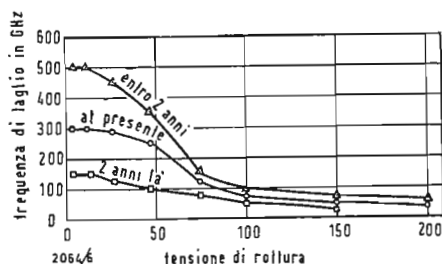



Fig. 1 - Frequenza di taglio in funzione della tensione di rottura dei varactor di alta qualità.

1. - DIODI "VARACTOR"

Il varactor, o diodo a capacità variabile, rappresenta il passo più importante, dopo la seconda guerra mondiale, nella tecnologia dei diodi per microonde. La differenza fisica fondamentale tra il varactor e i diodi a punta o a baffo è dovuta alla giunzione diffusa.

La vasta gamma di caratteristiche dei diodi finora prodotti è stata ottenuta variando la densità e il tempo di diffusione delle impurità, la resistività del substrato e quella di massa. La richiesta di caratteristiche sempre migliori, specie riguardo alla frequenza di taglio e all'affidamento, continua a crescere via via che meglio si conoscono, e si rendono economicamente possibili, nuove modificazioni della struttura interna dei diodi.

I progressi recenti e quelli prevedibili nell'immediato futuro sono indicati in fig. 1. Due anni fa la frequenza di taglio dei varactor commerciali era attorno a 150 GHz, mentre lo scorso anno furono introdotti sul mercato diodi al silicio e all'arseniuro di gallio dotati di una frequenza di taglio di 300 GHz. Oltre all'incremento della frequenza limite, questi ultimi diodi presentano una minore resistenza, una capacità più bassa e una maggiore attitudine al funzionamento a bassa temperatura. Il miglioramento della caratteristica di frequenza è dovuto a una perfezionata tecnologia di diffusione e a una costruzione più compatta, che riducono grandemente le perdite di contatto, e a un ulteriore affinamento del materiale semiconduttore disponibile.

Altrettanto significativo è l'aumento dell'indice MTBF (durata media senza guasti) dei nuovi componenti, anche se sottoposti a severe sollecitazioni meccaniche ed elettriche. Fino ad alcuni anni fa i varactor erano sostanzialmente dei giocattoli da laboratorio, mentre ora sono cresciuti in affidamento fino al punto da essere ampiamente impiegati in forniture militari, come ad esempio per il progetto denominato Apollo.

Questi progressi dei componenti rendono naturalmente possibili perfezionamenti nei dispositivi per microonde, alcuni dei quali vengono descritti nel seguito.

2. - GENERATORI DI ARMONICHE

Finora le sorgenti di energia di potenza moderata (1-1000 mW) per ricevitori a microonde e per pompe di amplificatori parametrici presentavano condizioni di funzionamento critiche riguardo alla stabilità. Ora è possibile generare segnali a microonde con una stabilità di una parte su 10^9, impiegando un oscillatore controllato a quarzo, alcuni stadi di amplificazione a transistori e una catena moltiplicatrice di frequenze a varactor: tutto realizzato con componenti a stato so-

(*) Riebman, L., Microwave diodes, a progress report, *Electronic Industries*, novembre 1963, pag. 86.

Fig. 2 - Un generatore di armoniche rappresentativo utilizzante diodi varactor.

Fig. 3 - Circuito schematico di un tipico sfasatore a varactor.

lido! Il costo di tali dispositivi si sta avvicinando rapidamente a quello dei klystron reflex commerciali.

Oltre a essere stabili, tali generatori di armoniche posseggono un elevato indice MTBF e richiedono una modesta potenza in c.c., ma hanno soprattutto una capacità di adattamento istantaneo della larghezza di banda di uscita.

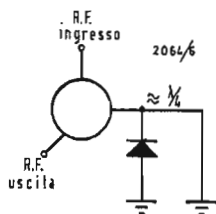
Un nuovo dispositivo, immesso da poco nel mercato, possiede una larghezza di banda istantanea del 12% nella banda X, in cui sviluppa un minimo di 60 mW.

Data la capacità dei varactor di sopportare potenze sempre maggiori, si possono ora ottenere moltiplicatori di frequenza con una potenza di uscita di 300 mW nella banda X su una larghezza dell'1% e fino a 60 mW su una larghezza del 12%.

La tecnologia dei generatori di frequenza è intimamente legata al progresso dei varactor. Dal diagramma della frequenza di taglio in funzione della tensione di rottura dei diodi, si può prevedere nei prossimi due anni un aumento sostanziale della tensione di rottura; corrispondentemente ci si può aspettare un aumento della potenza di uscita del 30-40% nei generatori di armoniche.

3. - SFASATORI

Un altro dispositivo in cui vengono utilizzati i varactor è lo sfasatore ad alta velocità pilotato a tensione. Si sfrutta ancora una volta la caratteristica di variabilità della reattanza capacitiva, per spostare, in questo caso, la localizzazione apparente di un cortocircuito in modo da simulare le variazioni di una linea di trasmissione. Questo dispositivo trova impiego in sistemi a modulazione di frequenza, di polarizzazione differenziale, di cancellazione di interferenze e simili.

In queste applicazioni si richiede al varactor una resistenza in serie molto bassa, in modo che le perdite del diodo non siano più del 70-80% delle perdite totali della cavità. Per esempio, la frequenza di taglio di un varactor usato in uno sfasatore elettrico dovrebbe essere almeno 12-15 volte al di sopra della frequenza di funzionamento, così da garantire l'assenza di variazioni nella perdita di inserzione durante l'intero ciclo di deviazione della fase di un angolo di 180° (o maggiore). Le caratteristiche dell'impedenza di ingresso, della perdita di inserzione e della fase sono indicate in figura 4. Un siffatto dispositivo a varactor può regolare la fase attraverso un registro completo di 180-200° in pochi nsec.

4. - AMPLIFICATORI PARAMETRICI

La teoria fondamentale di funzionamento degli amplificatori parametrici è nota da tempo; in particolare l'amplificazione parametrica fu notata durante la seconda guerra mondiale, quando alcuni ricercatori impiegarono diodi a punta 1N12 per la generazione supereterodina in circuiti di mescolazione. Per raggiungere però il basso rumore e l'alta stabilità, caratteristici di questi amplificatori, occorreva il diodo a reattanza variabile ad elevato Q (varactor).

Nel progetto dei diodi da impiegare negli amplificatori parametrici si deve tener conto delle particolari esigenze dell'applicazione; attualmente gli sforzi sono tesi verso la realizzazione di diodi a bassa tensione di rottura (4 ÷ 6 V) provvisti di una giunzione brusca molto sottile.

Questi diodi possono essere pompati da una polarizzazione zero fino a dare un fattore «B» di 6-8 e hanno bisogno di una potenza di pompa molto limitata, in confronto a quella richiesta dai diodi a giunzione graduata, per ottenere una amplificazione stabile. Da ciò deriva un altro vantaggio: poichè il rumore è in relazione diretta con la potenza di pompa, i diodi a giunzione brusca sono preferiti anche per il basso rumore.

Le ricerche sono ora rivolte verso la realizzazione di strati di giunzione ancora più sottili, cosicchè potrà bastare una potenza di pompa di 10-20 mW per le frequenze fino alla banda C e di 20-30 mW nella banda X. Gli attuali diodi all'arseniuro di gallio, dotati di un fattore «B» di 6 e una frequenza di taglio di 300 GHz, possono funzionare in un amplificatore parametrico per la banda C pompato a 26 GHz e presentare una temperatura di rumore di 200-260° K. Impiegando strati di giunzione ancora più sottili, per cui si ottengono frequenze di taglio più elevate, la potenza di pompa potrà essere presumibilmente ridotta a 20-30 mW già nel prossimo anno. La temperatura di rumore dell'amplificatore si avvicinerà allora a quella del maser criogenico.

Nel 1963 è stato realizzato per la prima volta l'impiego pratico, come elementi selettivi, di risonatori elicoidali sintonizzati a varactor. Essi sono stati adoperati in sintonizzatori passivi *rf*, come pure, assieme con transistori, quali elementi pilota di frequenza in oscillatori UHF. La cifra per il Q caricato è priva di significato come criterio di giudizio della qualità di circuiti sintonizzati, se non viene specificata la perdita di inserzione. Valori di Q caricato dell'ordine di 60, con una perdita di inserzione di circa 1,25 dB, sono stati ottenuti per singole sezioni risonanti nella regione di 1 GHz; ciò rappresenta un Q non caricato di circa 450, che rappresenta una cifra del tutto ragguardevole per un dispositivo che non sia un risonatore a cavità costoso e complesso.

Qui, ancora una volta, il varactor contribuisce al Q totale caricato della cavità risonante elicoidale e influenza così il grado di selettività ottenibile. Sono stati ottenuti Q caricati del valore di circa 60, impiegando varactor a giunzione brusca con elevato Q. Con l'aumento della frequenza di taglio dei diodi di cui si è detto, ci si può aspettare che i Q caricati di questi nuovi risonatori raggiungano il valore di 100 e oltre nei prossimi due anni.

5. - DIODI DI COMMUTAZIONE

Per la commutazione sono attualmente in uso tre tipi fondamentali di diodi: 1) il diodo a giunzione quasi diffusa a baffo d'oro o d'argento; 2) il diodo PIN; 3) il varactor PN. Ogni tipo è destinato a soddisfare un particolare complesso di requisiti. Per esempio, i diodi a baffo sono progettati per soddisfare l'esigenza di una ampia larghezza di banda con livelli moderati della potenza di segnale. Il componente a giunzione PN è generalmente impiegato in circuiti che trattano potenze elevate *rf* su larghezze di banda ristrette. I diodi di alta potenza hanno una reattanza di barriera un po' al di sotto della impedenza della linea di trasmissione e devono essere posti in condizione di risonanza per un funzionamento ottimo.
Gli sforzi dell'industria sono ora tesi verso un ulteriore miglioramento delle caratteristiche di commutazione di questi diodi speciali. Il recente progresso nella tecnica di miniatura ha aperto la strada verso la realizzazione di migliori commutatori per la banda *C*. Per i diodi a baffo occorre però rispettare speciali precauzioni alle alte frequenze, quando le dimensioni del diodo risultano un decimo o meno della lunghezza d'onda.
Nel campo dei diodi di alta potenza il lavoro principale è stato quello di migliorare la larghezza di banda istantanea. Gli attuali diodi di alta potenza possiedono una ampia area di giunzione e perciò richiedono l'uso di tecniche di risonanza per una buona azione di commutazione. La larghezza di banda potrebbe essere notevolmente aumentata riducendo la capacità di barriera, ma ciò significherebbe dover ridurre anche l'area di giunzione e quindi la potenza dissipabile. Perciò le ricerche sono attualmente rivolte piuttosto verso un perfezionamento dei materiali; i nuovi diodi sono fatti con strati alternati di regioni contenenti materiale fortemente drogato e dotate di alta resistività. Con questo metodo si spera di poter ridurre notevolmente la capacità di barriera.

6. - DIODI PER RIVELATORI VIDEO A CRISTALLO

Fino alla seconda guerra mondiale i miglioramenti realizzati nei diodi per rivelatori video a cristallo furono di lieve entità. In seguito la maggior parte degli sforzi fu diretta verso il perfezionamento della sensibilità e della capacità di resistere a bruciature, dei diodi a punta da impiegare nei rivelatori. In realtà i risultati ottenuti furono esigui e si ritenne che non erano da attendersi ulteriori progressi.
Circa quattro anni fa si ebbe una importante scoperta; fu dimostrato che reti di bilanciamento RF e video miglioravano, se appropriate, la sensibilità fino a 8 dB, pur impiegando dei diodi già esistenti. I perfezionamenti nella montatura del cristallo portarono a un ulteriore aumento della sensibilità da 4 a 6 dB.
La conoscenza più approfondita riguardo al modo di ottenere il massimo rapporto segnale-disturbo da un rivelatore video a cristallo, ha rinnovato l'interesse nelle possibilità di migliorare il dispositivo fondamentale. Durante il 1963 l'attività è stata volta ad aumentare sia la sensibilità che la potenza trattata dai rivelatori video a cristallo. La figura 5 indica il miglioramento in sensibilità che si è avuto lo scorso anno e la previsione di un ulteriore miglioramento da aspettarsi negli anni prossimi. La figura 6 mostra la situazione attuale dei rivelatori video a cristallo di potenza elevata.

Nella fabbricazione dei diodi è necessario fare un compromesso tra l'esigenza della sensibilità e quella della elevata capacità di resistere a bruciature; quest'anno, per la prima volta, sono apparsi sul mercato dei rivelatori video a cristallo di alta potenza (cioè 500 W di potenza di picco, 0,5 W in media) con una buona sensibilità segnale-disturbo.

Durante lo scorso anno i progressi di fabbricazione hanno consentito di migliorare le caratteristiche della maggior parte dei diodi. Inoltre possono essere previsti ulteriori importanti sviluppi per l'accresciuta conoscenza teorica della tecnologia dei diodi a punta e per le ricerche sui nuovi materiali.

Un dispositivo militare utilizzante ricevitori video a cristallo, attualmente di largo impiego, può servire da esempio dei rapidi miglioramenti conseguiti. Per questo dispositivo, che non usa la preamplificazione RF, era prescritta fino a quattro anni fa una sensibilità tangenziale soltanto di — 40 dBm. Lo scorso anno, questo stesso dispositivo poteva raggiungere facilmente — 50 dBm, principalmente per il migliorato rivelatore video. Durante il 1964 si prevede che la sensibilità tangenziale potrà avvicinarsi a—60dBm senza aumentare il peso o il volume dell'equipaggiamento di base.

Il miglioramento di sensibilità dei rivelatori video a cristallo è stato conseguito per l'intera gamma delle micro-

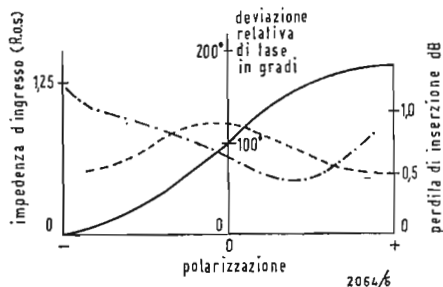



Fig. 4 - Caratteristiche di uno sfasatore a varactor per la banda X.

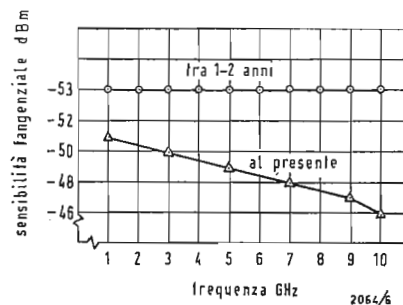



Fig. 5 - Miglioramenti nei rivelatori video sintonizzati.

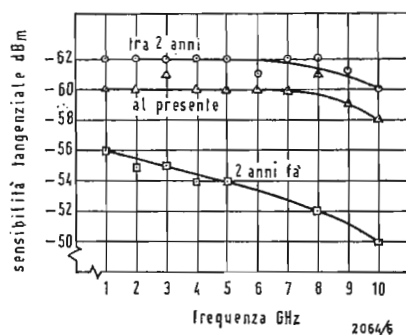



Fig. 6 - Perfezionamenti nei rivelatori video di elevata potenza.

onde. Ad esempio agli inizi del 1963 l'industria ha annunciato la disponibilità di rivelatori video a cristallo a larga banda da 40 a 110 GHz, che presentano pure un miglioramento della sensibilità da 10 a 15 dB.

7. - DIODI MESCOLATORI PER RICEVITORI SUPERETERODINA

I progressi più importanti nei diodi mescolatori per ricevitori supereterodina sono avvenuti nella ; 'ima decina d'anni dopo la seconda guerra mondiale; i recenti progressi nella riduzione del rumore, dell'ordine di frazioni di dB, sono stati realizzati più che altro con una migliore qualità della produzione. Tuttavia i perfezionamenti avvenuti nel campo dei rivelatori video a cristallo hanno provocato di riflesso una rinnovata attività di ricerca anche nel campo dei diodi mescolatori. Per il prossimo futuro si prevedono i seguenti sviluppi.

— Sensibile riduzione della potenza di oscillazione, a pari sensibilità; i nuovi diodi potranno essere impiegati con oscillatori locali a diodi tunnel.

— Miglioramento della capacità di resistere a bruciature.

— Ulteriore riduzione della perdita di conversione e del rumore globale per la migliore comprensione teorica del funzionamento e per la tecnica perfezionata di fabbricazione dei raddrizzatori a punta.

8. - AMPLIFICATORI E OSCILLATORI A MICROONDE

Benchè i transistori e i diodi tunnel siano componenti ben conosciuti, continuano le ricerche per accrescere la frequenza e la potenza massima di funzionamento e per diminuire la cifra di rumore. I transistori attualmente disponibili sono utilizzabili fino a 1 GHz; per il prossimo anno si prevede di arrivare fino a 2 GHz. I diodi tunnel sono attualmente utilizzabili come amplificatori fino alla banda *X*; si suppone che la frequenza di funzionamento potrà essere presto estesa nella banda K_u.

La cifra di rumore di un amplificatore a diodi tunnel è uguale o minore a quella dell'equivalente amplificatore a transistori nel campo delle frequenze di funzionamento comuni. D'altra parte il transistore fornisce di solito una potenza maggiore nella gamma di frequenze in cui è impiegato e necessita di meno elementi accessori per funzionare stabilmente. Per entrambi i tipi di amplificatori si prevedono a breve scadenza miglioramenti dell'ordine di due volte per la frequenza e di tre volte per la potenza.

Altri dipositivi a stato solido apparsi recentemente sembrano promettenti sia come amplificatori che come sorgenti di energia a microonde. Recenti ricerche con radiatori di infrarossi all'arseniuro di gallio hanno indicato oscillazioni a microonde sovrapposte alla radiazione di infrarossi. Due nuovi tipi di diodi di recente progettazione e tuttora allo studio presentano, nella regione a microonde, effetti di resistenza negativa che non sono ancora ben compresi. Benchè più rumorosi dei diodi tunnel, questi nuovi diodi sembrano promettere una maggiore potenza di uscita a microonde.

Un altro interessante settore di ricerca è la generazione di oscillazioni a microonde in semiconduttori compatti. È noto che alla temperatura inferiore a 77 °K si possono generare oscillazioni a microonde per mezzo di risonanze nucleari e oscillazioni di plasma. Di recente sono state segnalate oscillazioni coerenti fino a 6,5 GHz a temperatura ambiente; dallo stesso dispositivo è stata ricavata una potenza di picco di 1/2 W a 1 GHz.

Durante il 1964 sono da aspettarsi considerevoli scoperte di componenti che potranno competere con i diodi tunnel come sorgenti di potenza o di guadagno a microonde, per cui si ritiene di poter ottenere presto, in questo campo, sorgenti di energia di elevata potenza interamente costituite con componenti allo stato solido. *A.*

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Ultravox mod. Tintoretto 19 e 23"

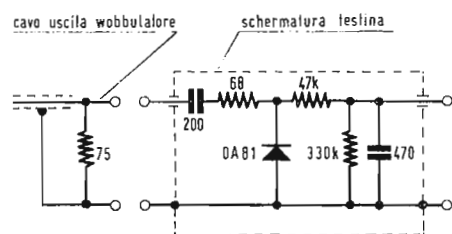



Fig. 1 - Rivelatore per il controllo della linearità delle tensioni di uscita del wobbulatore.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

I ricevitori per televisione Tintoretto modelli 19" e 23", sono costruiti dalla INDUSTRIA RADIOTELEVISIONE ULTRAVOX ed hanno le stesse caratteristiche tecniche dei televisori Tiziano, descritti nel numero scorso de *l'antenna*. Ripetiamo le caratteristiche principali: *Alimentazione* 220 V 50 Hz; *Consumo* 160W circa; *Potenza audio*, max 3 W; *Media frequenza*: portante video 45,9 MHz, portante suono 40,4 MHz (5,5 MHz); *Altoparlante*: n° 1 del tipo magneticodinamico elittico laterale con impedenza della bobina mobile, a 400 Hz, di 3,2 Ω; *Cinescopio*: Tintoretto 19" AW 47 91, Tintoretto 23" AW 59/91.

Circa le norme da osservare per l'installazione, le caratteristiche delle valvole usate e le operazioni di messa a punto da parte dell'installatore, ci si dovrà riferire a quanto pubblicato nell'articolo relativo i televisori modello Tiziano.

In questa puntata diamo le istruzioni relative la *taratura* e *l'allineamento*, che anch'esse sono valide tanto per i modelli Tiziano quanto per i modelli Tintoretto.

2. - OPERAZIONI DI TARATURA E ALLINEAMENTO

Premettiamo che i circuiti di MF e RF sono stati realizzati in modo tale che la eventuale sostituzione di valvole non richiede la loro ritaratura. D'altra parte non risulta che nei televisori rientrati in sede, con le ceratura originali intatte, sia stato necessario tarare detti circuiti i quali sono molto stabili nel tempo.

In linea di massima si può affermare che i guasti che si verificano in un televisore, sono imputabili a cause estranee alla taratura dei circuiti di MF od AF, purchè gli stessi non siano stati manomessi. Essi infatti o non funzionano del tutto, a causa l'interruzione di un avvolgimento, o se hanno continuità sono senz'altro tarati e sarebbe imprudente ritoccare i loro nuclei.

Questa premessa, di per sé evidente, vale particolarmente per coloro che hanno l'abitudine di riallineare suddetti stadi, sovente con strumenti non adatti allo scopo.

3. - STRUMENTI NECESSARI PER ESEGUIRE L'ALLINEAMENTO

a) *Wobbulatore*, avente linearità della tensione di uscita a RF ± 1 dB nell'intervallo della wobbulazione massima. Il cavo di uscita RF deve essere adattato e collegato in modo perfetto per evitare la presenza di onde stazionarie. *b*) *Marker*, con una precisione di frequenza ± 0,2%, che deve modulare l'asse Z dell'oscillografo. *c*) *Oscillografo*, adatto ad apprezzare le variazioni di un oscillogramma di 1,5 V_{pp} con dispositivo interno di taratura in V_{pp}. *d*) *Voltmetro*, da 20.000 Ω/V avente la scala minima c.c. adatta per misure di 2,5 V in fondo scala.

Tutto il complesso Wobbulatore, Marker e Oscillografo non deve dar luogo al fenomeno di rialimentazione del segnale di uscita al punto di iniezione del segnale nel televisore.

Per controllare la linearità della tensione di uscita del wobbulatore si può ricorrere al rivelatore a diodo di cui la figura 1 in unione all'oscillografo. Se la tensione è lineare sullo schermo dell'oscillografo dovranno osservarsi due linee parallele. Invece, facendo scorrere la mano lungo il cavo di uscita del wobbulatore, se la curva osservata all'oscillografo rimane inalterata, si ha la conferma che non esistono onde stazionarie, in caso contrario la curva stessa subirà delle deformazioni.

L'assenza di rialimentazione si verifica aumentando il segnale di ingresso e controllando che sulla curva osservata sullo schermo non si notino dei picchi o delle incurvature.

4. - PREDISPOSIZIONE DEI CIRCUITI OSCILLANTI PER L'ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI A FREQUENZA INTERMEDIA VIDEO

a) Alimentazione a 220 V ± 5%; *b*) Comando di contrasto al massimo; *c*) Regolatore di volume al minimo; *d*) Tempo di preriscaldamento 30 minuti; *e*) Taratura asse Y dell'oscillografo per 1,5 V_{pp}; *f*) Programma in posizione VHF; *g*) Selettore di canale VHF su una posizione libera; *h*) Generatore cc

Tabella 1

Operazioni preliminari	Operaz.	Collegare l'uscita del wobbulatore	Frequenza Marcatore Mhz	Accordare	Curva ottenibile
Togliere coperchio inferiore allo schermo del rivelatore video.	1	Tra griglia controllo EF184 (V5) e la massa dello schermo del rivelatore.	43.5	Nucleo di T4 per massimo responso al segno del marcatore.	435
Rimettere il coperchio inferiore dello schermo del rivelatore.	2	Tra la griglia controllo EF80 (V4) e la massa del telaio a fianco dello zoccolo della valvola.	40.4	Nucleo inferiore di T3 per minimo responso al segno del marcatore.	40,4
			42	Nucleo superiore di T3 per massimo responso al segno del marcatore.	42
	3	Tra griglia controllo EF80 (V3) e la massa del telaio a fianco dello zoccolo della valvola.	40.4	Nucleo inferiore di T1 per minimo responso al segno del marcatore.	40,4; 50%
			45	Nucleo di T2 per massimo responso al segno del marcatore. Bilanciare la curva con ritocco nucleo di T4.	42; 45
Togliere lo schermo alla PCF86 (V2) del selettore canali VHF. Applicare sul bulbo della valvola un cilindro realizzato con una striscia del metallo 35 x 70 mm. Svitare nucleo di L6 situato sopra il selettore VHF. (fig. 4)	4	Tra il cilindro applicato sul bulbo della PCF86 e la massa del selettore canali VHF (schermo del commutatore VHF - UHF).	43.5	Nucleo superiore di T1 per massimo responso al segno del marcatore.	43,5
			43.5	Nucleo di L6 per massimo responso della curva e suo bilanciamento.	40,4; 50%; 45,9; 50%
			40.4	Ritoccare il nucleo inferiore di T1 per minimo responso al segno del marcatore.	42; 45
Togliere il cilindretto alla PCF86 e rimettere il suo schermo. Togliere lo schermo alla PC86 (V19) del gruppo sintonizzatore UHF e applicare il cilindretto. Commutare il tasto programmi su 2° programma. Avvitare il nucleo di L19 del sintonizzatore UHF finchè non influenzi più la curva dell'oscillografo. (fig. 5)	5	Tra il cilindretto sul bulbo della PC86 (V19) e la massa del gruppo sintonizzatore UHF (ove vi è il bordo del coperchio).	43.5	Nucleo di L3 del selettore VHF per massimo responso al segno del marcatore.	43,5
				Nucleo di L19 per massimo responso della curva e suo bilanciamento. Eventualmente ritoccare il nucleo di L3.	40,4; 50%; 45,9; 50%; 42; 45
	6	Sigillare con gocce di cera fuse dal saldatore i vari nuclei.			

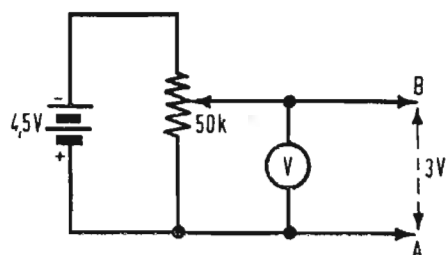



Fig. 2 - Inserzione del voltmetro di controllo.

a 3 V collegato con il positivo a massa ed il megativo al punto T_{p5}. Il Vm di controllo di questa tensione deve rimanere collegato (figura 2); *i*) Collegare un resistore da 47.000 Ω ½ W sul T_{p2} che è accessibile togliendo il coperchio superiore dello schermo del rivelatore video (terminali corti). *l*) Collegare il cavetto d'ingresso dell'asse *Y* dell'oscillografo, tra la massa e la resistenza da 47.000 Ω; *m*) Svitare i nuclei T_1, T_2, T_3, T_4 (la relativa ubicazione è visibile nella figura pubblicata nel numero scorso) in modo che sporgano dal bordo di circa 2 mm.

La taratura dei nuclei deve essere effettuata mediante un cacciavite di nylon o comunque di materiale isolante. Il comando di ampiezza dell'asse Y non deve mai essere toccato.

5. - GRUPPO A RF

Il selettore VHF è stato portato mediante l'uso di bobine a circuito stampato e di conseguenza fisse tanto per i valori di induttanza che per accoppiamento. L'unica possibilità di ritocco è quella relativa l'oscillatore, tramite la vite « *A* » di figura 3. Essendo questa regolazione unica per tutti i canali occorre fare molta attenzione perchè la

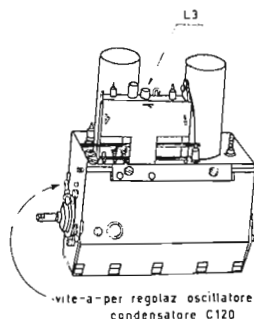



Fig. 3 - Gruppo RF, vista laterale.

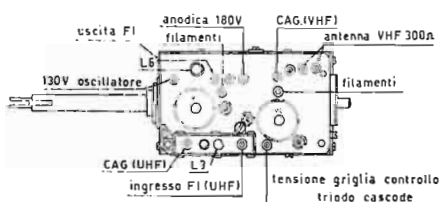



Fig. 4 - Gruppo RF, vista in pianta.

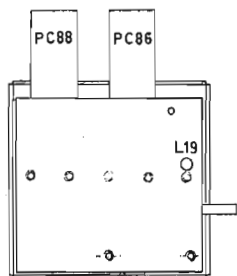



Fig. 5 - Gruppo RF, UHF.

messa in passo di un canale basso può non risultare esatta per un canale alto e viceversa.

6. - ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI DELLA MF INTERCARRIER - AUDIO 5,5 MHZ

Tale allineamento viene eseguito con l'ausilio del monoscopio RAI quindi senza l'uso di strumenti.
a) Svitare i nuclei T_5, T_6, T_7 in modo che sporgano di circa 2 mm dal bordo del tubetto. *b*) Collegare l'antenna e sintonizzare l'immagine. *c*) Portare il comando di contrasto al massimo. *d*) Portare il comando dell'audio al minimo. *e*) Controllare lo zero del voltmetro 20.000 Ω/Ω. *e*) Collegare un resistore da 100.000 Ω ½ W sulla griglia della EF80 (V_7) mentre l'altro terminale deve far capo al morsetto negativo del Vm su scala 2,5 V. *f*) Collegare il polo positivo del Vm al telaio. *g*) Tarare il nucleo T_6 per il massimo dell'indicazione del Vm. *h*) Staccare il Vm dal resistore da 100.000 Ω, portarlo su scala da 10 V collegarlo al T_{p3}. *i*) Tarare il nucleo inferiore di T_7 in modo da ottenere la massima deviazione del Vm. *l*) Staccare il Vm dal T_{p3} commutandolo nuovamente su scala 2,5 V e collegarlo al T_{p4}. *m*) Tarare il nucleo superiore di T_7 per indicazione di zero al Vm. *Nell'eseguire questa operazione occorre fare attenzione che l'indicazione dello zero si ottenga mediante una regolazione di nucleo tale che girandolo sia a destra che a sinistra si ottengano indicazioni che aumentano in un senso o nell'altro.* *n*) Staccare il Vm dal punto T_{p4} e collegarlo al T_{p3} su scala 10 V. *o*) Ritoccare il nucleo inferiore di T_7 per la massima indicazione del Vm. *p*) Staccare il Vm dal T_{p3} e collegarlo alla *R* da 100.000 Ω scala 2,5 V. *q*) Ritoccare il nucleo di T_6 per la massima indicazione. *r*) Staccare il Vm dalla *R* 100.000 Ω e collegarlo scala 10 V al T_{p3}. *s*) Staccare col saldatore il condensatore da 3,9 pF (C424) dal T_5 e collegarlo all'altro capo della bobina T_5. *t*) Staccare il Vm T_{p3} e collegarlo su scala 2,5 V alla *R* 100.000 Ω. *v*) Ritoccare per la massima indicazione del Vm il nucleo T_6. *z*) Staccare il Vm e dissaldare la *R* 100.000 Ω. *x*) Ricollegare *C*424 al terminale della bobina T_5 da cui era stato staccato.

7. - FUNZIONAMENTO DEL TELEVISORE

Le due portanti, audio e video, dopo essere captate dall'antenna sono inviate tramite la linea di alimentazione, all'amplificatore RF, del tipo a cascode, e che fa parte del selettore di canali VHF. Questo stadio, impiega entrambi i triodi della valvola PCC189-V_1 la cui uscita viene applicata alla valvola PCF86-V_2, che opera da oscillatrice-mescolatrice convertendo i segnali al valore della frequenza di MF. In relazione a tale conversione, effettuata con oscillatore a frequenza superiore, i valori delle frequenze portanti video ed audio si invertono dimodocchè la conversione della portante video risulta di frequenza maggiore rispetto a quella del suono cioè, 45,9 MHz V e 40,4 MHz S. Le due portanti vengono inviate all'amplificatore di MF del quale fanno parte le valvole EF80-V_3, EF80-V_4 e EF184-V_5.
Nel suddetto stadio sono impiegati anche due circuiti di assorbimento per la frequenza della portante suono convertita (T_1 e T_2) detti «*trappole suono*». Esse servono per ottenere l'esatto rapporto fra le ampiezze delle portanti video e suono (detto rapporto intercarrier), affinchè nel rivelatore video, sia ridotto al minimo l'effetto della portante intercarrier da parte dei segnali video e viceversa. Lo *spostamento di tale valore* può essere la causa di *ronzio nel suono o di eccessiva modulazione dell'immagine*, da parte della portante intercarrier (zigrinatura dell'immagine a 5,5 MHz).
La portante intercarrier è il battimento a 5,5 MHz che si genera per differenza di frequenza tra le portanti video ed audio nel rivelatore video (45,9-40,4-5,5 MHz). Questo battimento fisso, con risultante di 5,5 MHz, conserva la modulazione di frequenza della portante suono e permette di eccitare l'amplificatore a media frequenza suono, tarato su detta frequenza, in modo da ottenere che il suono sia sintonizzato automaticamente con il video. I circuiti oscillanti usati nell'amplificatore MFV forniscono la curva data nel paragrafo relativo l'allineamento.
Il rivelatore video impiega il diodo OA70-D1 che oltre a generare la portante intercarrier necessaria alla ricezione del suono, rivela anche i segnali video composti, esistenti sulla portante video.
Il segnale video composto e la portante intercarrier sono applicati alla sezione pentodo della valvola PCL84 V_6/*A* che li amplifica nuovamente. All'uscita di tale valvola, tramite T_5 e T_6, sintonizzati su 5,5 MHz, si preleva la portante intercarrier per eccitare l'amplificatore MFS, mentre i segnali video composti, vengono applicati al catodo del cinescopio per modulare, in intensità luminosa, il suo raggio catodico (modulazione dell'asse *Z*).
L'amplificatore MFS fa uso della valvola EF80-V_7 che esplica le funzioni di amplificatrice e limitatrice della portante intercarrier.
Questo stadio è seguito dal rivelatore a rapporto formato da T_7 e dalla valvola EAA91-V_8 discriminatrice, che rivela la portante intercarrier modulata in frequenza ricavando da questa i segnali a BF del suono. Detti segnali, così rivelati, vengono dosati dal potenziometro P_3, regolatore del volume, e iniettati nell'amplificatore di BF realizzato con la valvola PCL82-V_9.

La sezione triodica di questa valvola compie la funzione di preamplificatrice mentre la sezione pentodica è adibita ad amplificatrice di potenza allo scopo di ottenere la sufficiente eccitazione della bobina mobile dell'altoparlante.
L'amplificatore BF è controreazionato per aumentare la sua linearità di responso, migliorandone la fedeltà di riproduzione. I segnali video composti, oltre ad essere inviati al catodo del cinescopio, raggiungono anche la griglia della valvola PCF80-V_{10}, che compie le funzioni di separatore di sincronismo. Essa serve per ricavare dal segnale video composto, i segnali di sincronismo necessari alla sincronizzazione degli oscillatori che provocano la deflessione del raggio catodico sullo schermo del cinescopio. Per quanto concerne la sincronizzazione orizzontale, *cioè di riga*, viene impiegato il comparatore di fase D_2 e D_3 al quale vengono inviati, per la loro comparazione, sia i segnali di sincronismo uscenti dalla PCF80-V_{10}, sia il segnale dovuto al tempo di ritorno del trasformatore di riga.
La tensione sviluppata dal comparatore di fase è inviata alla griglia della valvola PCF802-V_{12}/A. Tale triodo è impiegato quale valvola a reattanza variabile e controlla la fase dell'oscillatore di riga realizzato con la sezione pentodica della stessa valvola V_{12}/B. La forma d'onda del segnale oscillatore orizzontale, comanda la corrente anodica della valvola PL-36 V_{13}, finale di riga, alla cui placca è collegato il primario del trasformatore di linea detto anche di EAT (*extra alta tensione*). Questo trasformatore, in presenza delle variazioni della corrente anodica V_{13}, oltre a creare l'impulso di corrente per la deflessione orizzontale del pennello elettronico sullo schermo del cinescopio, genera anche l'impulso di EAT che raddrizzato dalla valvola DY87-V_{15} serve a fornire l'EAT cc, all'anodo del tubo a raggi catodici. La valvola finale di riga utilizza inoltre un circuito di controllo automatico che impiega il VDR E298 ZZ 01 affinchè l'ampiezza orizzontale e l'EAT rimangano contenute nei limiti di sicurezza, comando di ampiezza orizzontale). La valvola PY81 V_{14} detta recuperatrice serve anche a generare la tensione rialzata (detta anche bustata).
Per la sincronizzazione dei circuiti di deflessione verticale i segnali di sincronismo vengono inviati attraverso il circuito integratore all'oscillatore bloccato (triodo della PCL85 V_{11}/A). Tale sezione di valvola serve alla generazione del segnale a dente di sega necessario per la deflessione verticale. La parte pentodica della PCL85-V_{11}/B, amplifica tale dente di sega, che applicato al giogo di deflessione provoca la scansione verticale del pennello elettronico sullo schermo del cinescopio. La sezione triodo della PCL84 V_6/B realizza un circuito di controreazione per stabilizzare in ampiezza e linearità la deflessione verticale. Il passaggio dalla ricezione VHF e UHF o viceversa è ottenuto commutando fra loro i due selettori di canali mediante un tasto. Le due valvole PY82-V_{17}-V_{18} servono a raddrizzare la corrente alternata di rete per ottenere la corrente continua necessaria per l'alimentazione anodica delle valvole del televisore. *A.*

Nuovo apparecchio per la prova automatica dei trasformatori

Presso la Divisione Esportazioni IGE della General Electric Company (USA) è ora disponibile un nuovo apparecchio di prova del tipo automatico, con programmazione su nastro, di concezione modernissima, per le prove di produzione di trasformatori, resistenze autoregolatrici, reattanze, ed altri dispositivi elettrici del genere.
L'apparecchio, secondo le istruzioni che gli vengono impartite sia manualmente, schiacciando dei pulsanti, sia automaticamente, su comune nastro perforato a otto canali, esegue secondo un procedimento interamente automatico le prove di alto potenziale, di tensione indotta, di polarità, di rapporto di tensione, e della corrente e dei watt di eccitazione. Il parametro misurato, tradotto nel « linguaggio» dell'apparecchio, viene posto a confronto, dal classificatore di dati G. E. incorporato all'apparecchio stesso, con i valori prestabiliti per l'accettazione; i risultati della prova, che compaiono in celle numerate dallo 0 al 29, indicano il grado di accettabilità di ciascun parametro. Nel caso in cui i parametri misurati, non soddisfino ai requisiti posti, si accendono delle spie luminose contrassegnate dalla dicitura « ALTO » e « BASSO », poste ai due estremi della gamma delle 30 cellette.
Il minore tempo richiesto per l'approntamento, e la maggiore rapidità dei procedimenti che viene offerta dall'apparecchio con programmazione su nastro, contribuiranno a ridurre i costi di produzione dei trasformatori e degli altri congegni in questione; inoltre, il metodo di misurazione uniforme, l'eliminazione dell'errore umano, e la possibilità di disporre tempestivamente di dati adeguati per la correzione dei processi produttivi potranno consentire ulteriori economie, in quanto i costi passivi da attribuire al materiale scartato perché imperfetto, ai tempi di rilavorazione e ai futuri lavori di riparazione verranno ridotti al minimo.

(*i.d.a.p.*)

dott. ing. Enrico Giudici

Sviluppi nella tecnica delle pile

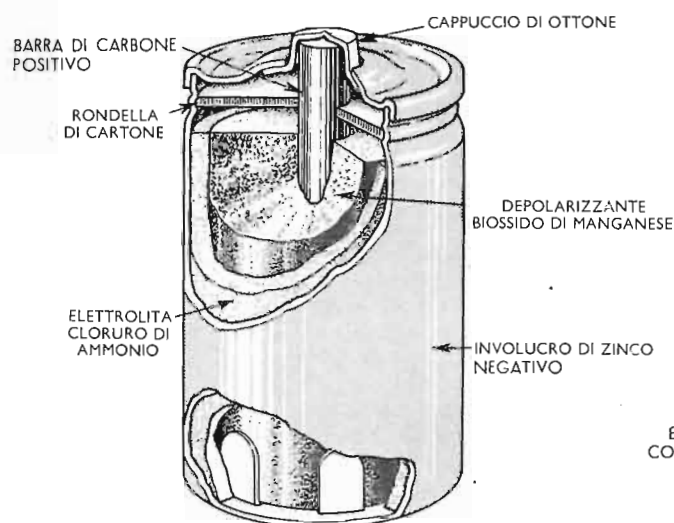



Fig. 1 - Pila Leclanché. Elemento cilindrico (Mallory).

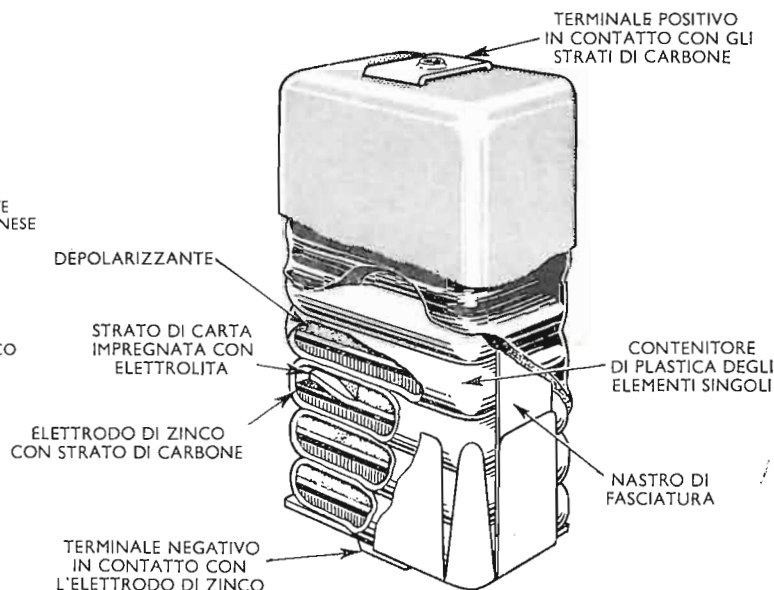



Fig. 2 Batteria Leclanché. Serie di elementi piatti (Mallory).

Per chi si occupa occasionalmente di alimentazione di apparecchi portatili, è fonte di meraviglia il constatare lo sviluppo continuo di nuovi tipi di pile.
La riduzione dei consumi di energia, negli apparecchi portatili (dell'ordine di 20 : 1) introdotta dai transistori (e dalle applicazioni della fisica dello stato solido in genere), ha diffuso in notevole misura questi generatori elettrochimici primari. La comodità di uso ed il basso costo d'acquisto delle pile, offrono spesso ragioni di preferenza sui generatori secondari (accumulatori) che pure hanno avuto interessanti sviluppi in questo campo.

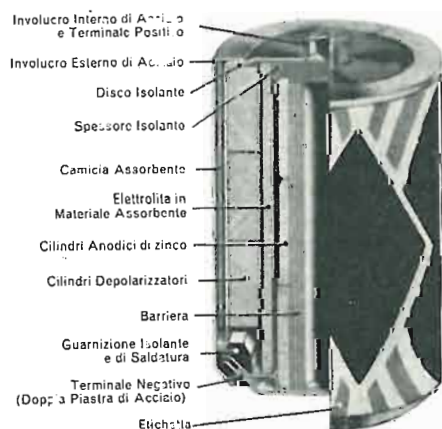



Fig. 3 - Elemento cilindrico di pila alcalina Zn/MnO_2.

1. - GENERALITÀ

Per orientarsi tra i nuovi tipi di pile occorre stabilire chiaramente qual'è il requisito preponderante su gli altri; ad esempio:
a) basso costo d'acquisto;
b) stabilità di tensione sotto scariche rapide o continue;
c) possibilità di lunga conservazione in efficienza;
d) durata in servizio continuo;
e) piccole dimensioni.

La combinazione di nuovi materiali studiati dagli specialisti fornisce nuove coppie elettrochimiche o perfeziona le già sperimentate, con peculiari caratteristiche.
Ricordiamo che la tensione di ogni singolo elemento di pila, dipende non dalle dimensioni o dalle quantità, ma dalla natura e disposizione dei materiali componenti.
La durata delle erogazioni dipende oltre che dalla natura dalla quantità delle materie attive e si misura in ore di scarica (secondo determinate modalità includenti la tensione finale della scarica).
Le pile, come ogni altro generatore elettrochimico, funzionano ossidando un metallo al polo negativo (anodo durante la scarica) ad esempio lo zinco è il metallo più comunemente usato. Al polo positivo (catodo durante la scarica) un materiale ossidante assolve la funzione di depolarizzante, combinandosi con l'idrogeno che ivi si produce. Si dice così perchè evita la «polarizzazione» fenomeno di ac-

cumulo di sostanze di reazione che diminuisce la tensione di erogazione.
Nelle pile Leclanché (le comuni pile « a secco ») il depolarizzante è costituito da biossido di manganese.
Esiste sempre un « elettrolito » nel quale si muove la corrente portata dagli ioni, anche se questo è di solito immobilizzato nei pori di un materiale adatto o reso denso mediante una opportuna « gelatina ».

Fig. 5 - Elemento cilindrico di pila al mercurio(Mallory).

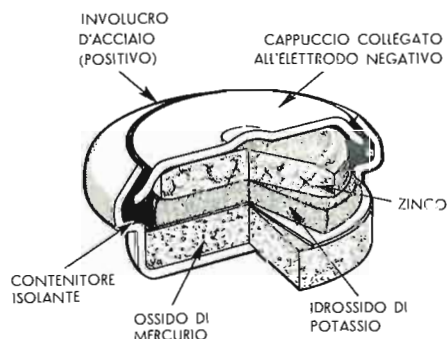
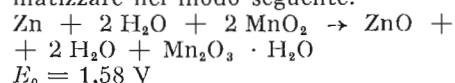



Fig. 4 - Elemento piatto di pila al mercurio (tipo Mallory).

2. - PILA A SECCO LECLANCHÈ A ZINCO-BIOSSIDO DI MANGANESE

Le pile elettriche, che sono state le prime sorgenti di elettricità ritornano oggi ad essere le più diffuse.
Tra i molti tipi di pile in cui l'ingegnosità degli sperimentatori si cimentò nel secolo scorso, rimane per ora incontrastato il tipo inventato da Laclanché nel 1868 (non è lontano il centenario!) e reso pratico da Gassner nel 1888.
Attualmente la produzione annua di queste pile supera il miliardo.
Lo zinco metallico costituente l'anodo (polo negativo) è a contatto di un elettrolito costituito da una soluzione di cloruro d'ammonio convenientemente immobilizzato. Il catodo (polo positivo) è costituito da una miscela di biossido di manganese (in uno stato di aggregazione particolare) commisto a nerofumo con funzioni di conduttore. Un reoforo di carbone solido provvede al catodo alla conduzione della corrente.
La reazione elettrochimica si può schematizzare nel modo seguente:

$$Zn + 2\,H_2O + 2\,MnO_2 \rightarrow ZnO + 2\,H_2O + Mn_2O_3 \cdot H_2O$$

$$E_0 = 1{,}58\ V$$

La tensione nominale di queste pile è di 1,5 V per elemento.
Le pile del tipo descritto vengono costruite in due tipi fondamentali: l'elemento cilindrico per erogazioni di maggiori intensità (fig. 1) e l'elemento piatto (fig. 2) che viene collegato in serie mediante sovrapposizioni.
Esso consta di una lastra di zinco sulla quale è deposto uno strato conduttivo di carbonio.
Le ricerche sulle proprietà delle materie attive eseguite con tecniche cristallografiche, hanno migliorato molto i valori di energia specifica di tali pile.
Si raggiungono oggi valori di 30 ÷ ÷ 100 Wh/kg e 60 ÷ 200 Wh/dm³ per elementi cilindrici, mentre per elementi piatti si hanno cifre di 60 ÷ 150 Wh/kg e 130 ÷ 250 Wh/dm³. Le cifre maggiori si riferiscono a deboli scariche intermittenti effettuate per 1 h al giorno.
Speciali additivi all'elettrolito (inibitori di corrosione) congiunti all'uso di zinco ad elevata purezza hanno elevato di molto la conservabilità delle pile Leclanché. Tuttavia per preservare gli apparati da eventuali danni dovuti alla corrosione dell'involucro, sono reperibili esecuzioni che usano un involucro di lamierino d'acciaio, esterno, isolato dallo zinco.
Sono stati realizzati, ma non ancora reperibili sul mercato indutriale, elementi che sostituiscono allo zinco il magnesio, ottenendo valori di energia specifica notevolmente superiori (in teoria oltre 2,5 volte).
In questi elementi al magnesio l'elettrolito è costituito da bromuro di magnesio.

3. - PILE ALCALINE ALLO ZINCO-BIOSSIDO DI MANGANESE

Allo scopo di raggiungere elevati valori di energia specifica, ottenendo riduzioni di dimensioni e di pesi, sono state sviluppate e sono reperibili sul mercato, pile allo zinco/biossido di manganese che utilizzano elettrolito

alcalino (soluzioni idrossido di potassio) Una importante miglioria introdotta in questi tipi impiega come anodo, masse di zinco poroso.

La caratteristica principale è una curva di erogazione meno pendente, unita ad, una buona conservabilità.

La tensione è sempre di 1,5 V per elemento.

Il comportamento di queste pile alle basse temperature (fino a — 40 °C) è soddisfacente.

Le applicazioni più indicate sono:

— l'azionamento motorini elettrici di apparecchi portatili, l'alimentazione di transistors di potenza ed i lampeggiatori per fotografia.

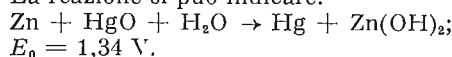
Il costo di queste pile per applicazioni a regime di scarica lento o a bassa intermittenza, può essere valutato nel rapporto da 8 ÷ 10 volte superiore a quello di normali pile Leclanché, mentre per applicazioni che comportano scariche a regime rapido o continuo tale rapporto si abbassa a 3 ÷ 4 volte.

4. - PILE AL MERCURIO

Le pile al mercurio utilizzano anodi di zinco e catodi di ossido di mercurio, dotati di maggior energia specifica. L'elettrolito è alcalino (soluzione di idrossido di potassio). Questo sistema elettrochimico è molto stabile anche a temperature intorno agli 80 °C e consente una ottima conservabilità.

La reazione si può indicare:

$Zn + HgO + H_2O \rightarrow Hg + Zn(OH)_2$;

$E_0 = 1{,}34$ V.

L'energia specifica va da 50 a 120 Wh/kg e da 150 ÷ 200 Wh/dm³ anche per scariche continue.

Questo tipo di pila fu sviluppato originariamente per rice-trasmettitori destinati a zone militari tropicali.

La tensione degli elementi al mercurio è così stabile da costituire un comodo campione di riferimento per strumenti di misura.

L'erogazione diminuisce molto con la temperatura: gli elementi al mercurio non sono adatti a funzionare a temperature inferiori a — 10 °C.

Sono reperibili elementi piatti (a bottone — vedasi fig. 4) ed elementi cilindrici (vedasi fig. 5) per erogazioni maggiori. Nelle figure 6 e 7 sono illustrate comparativamente le caratteristiche di conservabilità e di erogazione alla scarica continua per tipi al mercurio e Leclanché.

Le principali caratteristiche di queste pile sono dunque le conservabilità a circuito aperto e la stabilità della tensione, oltre che ai regimi di scarica lenta, la maggiore energia specifica.

Le più diffuse applicazioni sono:

— alimentazione di otofoni, di strumenti di misura, di ricetrasmettitori, di fotocellule ed altre similari dove sia giustificato il prezzo anche di 15 ÷ 20 volte superiore a quello di corrispondenti elementi Leclanché.

La tensione nominale è considerata 1,35 V.

È possibile realizzare pile al mercurio di piccolissime dimensioni, ciò che non riuscirebbe ad esempio con elementi Leclanché principalmente per ragioni di conservabilità.

È reperibile una pila che pesa 0,57 g con un ⌀ di 8 mm × 3,5 di spessore. Questa pila viene anche utilizzata in medicina a scopi diagnostici in un microtrasmettitore ingeribile (la « radiopillola »).

La spinta verso apparati sempre più piccoli ha fatto sviluppare elementi di dimensioni ancora più ridotte usati per l'alimentazione di orologi da polso elettrici.

Si tratta di pile al mercurio nelle quali al posto dello zinco viene usato un metallo piuttosto raro: l'indio. Tali pile, in esecuzione ermetica, sono praticamente esenti da autoscarica. La tensione nominale è di 1,1 V.

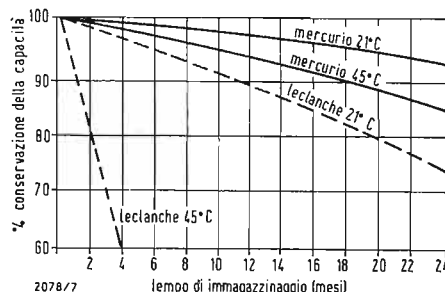



Fig. 6 - Durata di immagazzinaggio tipica per le pile.

5. - PILE ALL'OSSIDO DI ARGENTO

Sono state realizzate pile di piccole dimensioni (in generale si tratta di elementi a bottone) utilizzanti l'elevata energia specifica della coppia zinco/ossido d'argento. Tale sistema elettrochimico viene usato per elementi secondari (accumulatori) ricaricabili.

La forza elettromotrice è di circa 1,55 V per elemento. Queste pile vengono di solito usate per apparecchi di protesi auditiva di piccole dimensioni.

6. - PILE PER USI MILITARI E SPECIALI

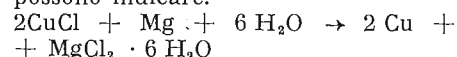
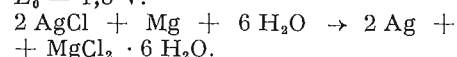
Per applicazioni militari od ausiliarie alla navigazione aerea e marittima, sono stati realizzati particolari tipi di generatori elettrochimici; ricordiamo i principali:

a) pile al magnesio attivate ad acqua, utilizzanti cloruri. Questi tipi impiegano metalli elettropositivi a contatto con i loro cloruri, contro anodi di magnesio. Sono usati: il cloruro di rame

ed il cloruro d'argento. Le reazioni si possono indicare:

$2CuCl + Mg + 6\,H_2O \rightarrow 2\,Cu + MgCl_2 \cdot 6\,H_2O$

$E_0 = 1{,}8$ V.

$2\,AgCl + Mg + 6\,H_2O \rightarrow 2\,Ag + MgCl_2 \cdot 6\,H_2O$.

$E_0 = 1{,}6$ V.

Quest'ultimo più stabile, è dotato di maggior energia specifica (intorno ai 100 Wh/kg e 200 Wh/dm³, per scariche lente).

Per l'attivazione è sufficiente l'immersione dell'elemento in acqua, anche salata. Entro alcuni secondi, queste pile possono fornire scariche rapide (5 minuti) ad intensità elevata.

Gli impieghi sono: segnalazione luminosa in mare, radiosonde meterologiche, accensione di detonatori, riscaldamento di indumenti subacquei.

Tra le numerose realizzazioni di elementi attivabili, citiamo l'utilizzazione della coppia zinco-argento come elemento primario. Sono costruiti elementi attivati al momento dell'uso mediante immissione sotto pressione dell'elettrolito, che raggiungono valori di energia specifica dell'ordine di 180 ÷ 200 Wh/kg per scariche dell'ordine dei minuti.

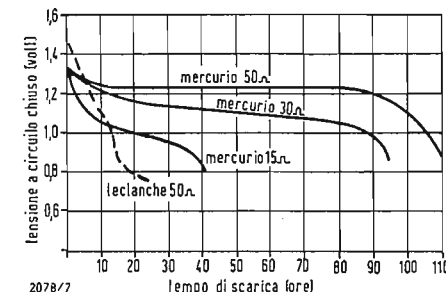



Fig. 7 - Pile tipo « stilo » durata sotto scarica continua a 21 °C (è indicato il valore della resistenza di carico).

b) Elementi ad elettrolito solido.

Una soluzione veramente nuova del problema dei generatori elettrochimici è indicata da ricerche su elementi ad elettrolito solido. Il progredire delle conoscenze sulla conduzione ionica nei sali allo stato solido, potrà consentire lo sviluppo di tale sistema.

La bassa conducibilità degli elettroliti solidi (per lo più alogenuri) confina le applicazioni a deboli correnti, utilizzabili per generatori di alta tensione. Sono utilizzati strati di elettrolito dello spessore di alcuni micron.

Su tali principi sono state realizzate pile veramente secche utilizzanti ioduro o bromuro d'argento oppure solfato di stagno come elettrolito.

Caratteristica di tale realizzazione è la completa stabilità del sistema, che non subisce autoscarica a circuito aperto. *A.*

dott. ing. Antonio Contoni

Preamplificatore correttore a tubi e preamplificatore microfonico a transistori*

Le due realizzazioni di preamplificatori descritte qui sotto costituiscono versioni modernizzate di preamplificatori già resi noti dalla stampa tecnica. Questi preamplificatori sono provvisti di piastre a circuiti stampati, il che rende il montaggio ancora più compatto di quello di un cablaggio classico e la realizzazione ancora più semplice.

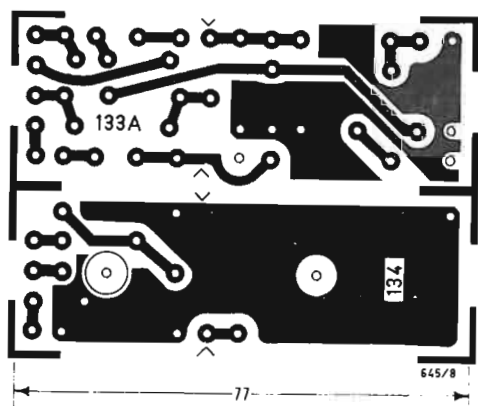



Fig. 3 e 4 - Circuiti stampati delle piastrine 133A e 134.

1. - GENERALITA'

Il preamplificatore correttore universale a doppio triodo 12AX7 è destinato ad aumentare la sensibilità di un amplificatore di A.F. classico a tubi elettronici al fine di permettere di alimentarlo con una sorgente di basso livello come un microfono elettrodinamico o un fonorivelatore a riluttanza variabile. Il caso si presenta, ad esempio, quando si dispone di un ricevitore a tubi elettronici commutato in posizione « fono » o di un elettrofono comune equipaggiato con una capsula piezoelettrica. Le sensibilità degli amplificatori suddetti sono insufficienti per poterli alimentare con un fonorivelatore a riluttanza variabile. L'aggiunta del preamplificatore correttore permette allora di porre rimedio. Le loro tensioni di alimentazione vengono prelevate da quelle degli amplificatori senz'alcun timore di sovraccaricare questi ultimi.

Il preamplificatore per microfono è provvisto di due transistori. Esso permette l'utilizzazione di un microfono qualunque (piezoelettrico o magnetico) in unione con un amplificatore a tubi elettronici o a transistori, la sensibilità del quale sia insufficiente per tale scopo. È questo il caso, per es., dell'amplificatore AF di un ricevitore a tubi elettronici o di un ricevitore portatile a transistori.

Si propongono agli amatori due versioni

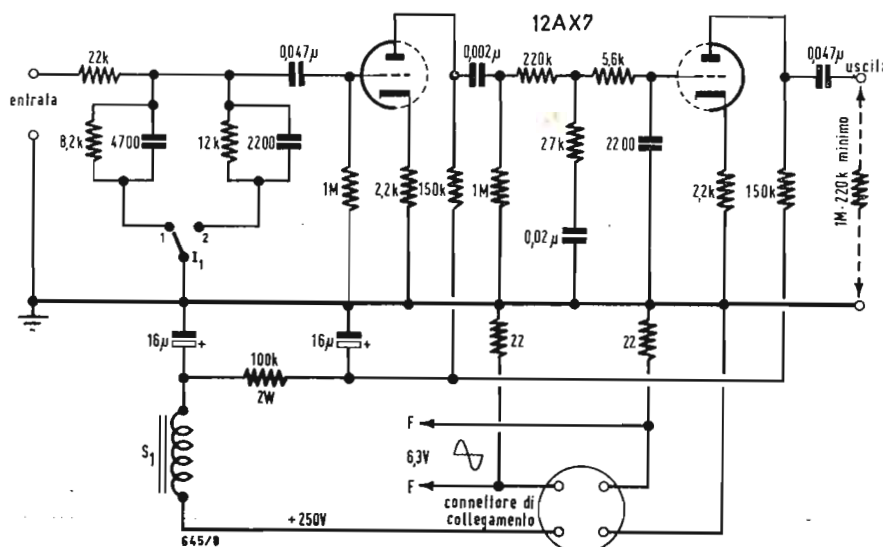



Fig. 1 - Schema di principio del preamplificatore-correttore universale.

---

* Da *Le haut parleur*, maggio 1964, pag. 96 - 98

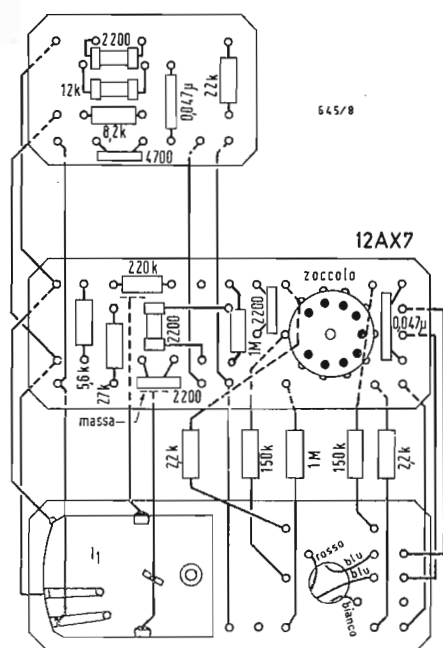



Fig. 2a - Disposizione degli elementi sulle parti superiori delle piastrine a circuiti stampati 132 A, 133 A e 134 del preamplificatore, e collegamenti tra le piastrine.

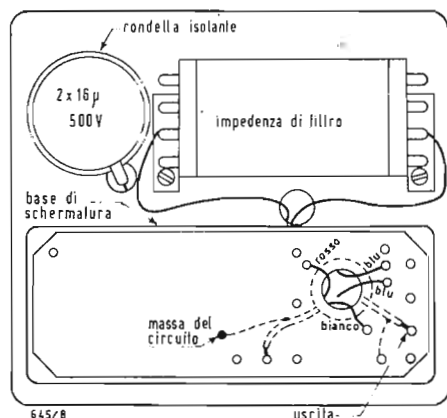



Fig. 2b - Componenti montati sulla parte superiore della piastrina di supporto e filatura dei cavetti schermati di entrata e di uscita saldati dal lato del circuito stampato della piastrina 134.

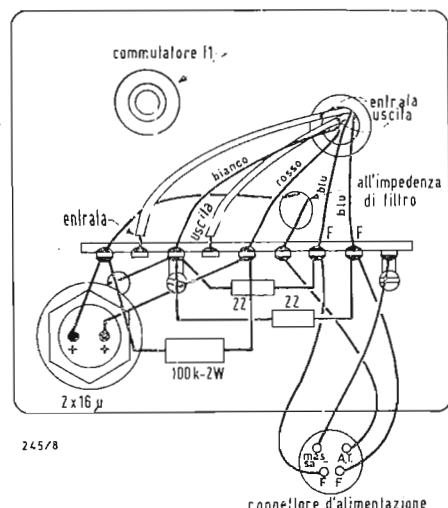



Fig. 2c - Cablaggio dei componenti disposti sotto la piastra di supporto.

di questo preamplificatore microfonico transistorizzato; la prima non comprende che il circuito realizzato su una basetta a circuiti stampati, la quale può essere fissata all'interno di un ricevitore a transistori, per es., e alimentato dalla stessa pila di 9 V. Basta montare una presa di entrata micro, accessibile all'esterno del ricevitore. La seconda versione, più completa, è costituita dalla stessa basetta montata internamente ad una scatola metallica di 80 × 65 × 30 mm, che comprende la pila miniatura di 9 V di alimentazione. Sulla parte superiore della scatola sono disposti un pulsante, che stabilisce il contatto quando si preme su di esso, ed una presa coassiale di raccordo al microfono. Il collegamento all'entrata dell'amplificatore si effettua con un cavo schermato di 75 cm di lunghezza.

2. - IL PREAMPLIFICATORE CORRETTORE A TUBI ELETTRONICI

Lo schema del preamplificatore correttore a tubi elettronici è indicato in fig. 1.

Il segnale di entrata viene applicato attraverso una resistenza in serie di 22 kΩ ed un condensatore da 0,047 μF, alla griglia della prima sezione triodica del tubo 12AX7.

Il commutatore di correzione I_1 è a due posizioni. Nella prima posizione il circuito correttore 8,2 kΩ-4,7 nF è disposto tra la resistenza di 22 kΩ e la massa, alla quale è connesso il contatto centrale del commutatore. Nella seconda posizione il circuito correttore è formato da 12 kΩ e 2,2 nF. Questi circuiti hanno lo scopo di attenuare da 1 kHz in su i segnali di alta frequenza. Nella posizione 1 l'attenuazione è maggiore di quella relativa alla posizione 2. Le tensioni di entrata sono dell'ordine di 4 mV.

Il catodo della prima sezione triodica è polarizzato da una resistenza non disaccoppiata di 2,2 kΩ ed il suo carico anodico è di 150 kΩ. Il segnale viene poi trasmesso alla griglia della seconda sezione triodica del tubo 12AX7 attraverso un circuito correttore comprendente una resistenza in serie di 220 kΩ ed il gruppo 27 kΩ, 0,02 μF di fuga verso massa, il cui compito è di rialzare i bassi rispetto agli acuti. Un'altra cellula di 5,6 kΩ e di 2,2 nF attenua i segnali di frequenze molto alte.

Le tensioni amplificate vengono prelevate attraverso un condensatore di 47 nF sulla placca della seconda sezione triodica. Il filtraggio della tensione + 250 V prelevata dalla alimentazione dell'amplificatore è particolarmente curato: comprende un'induttanza $S1$, seguita da una cellula a π di 16 μF — 100 kΩ — 16 μF. La tensione di alimentazione si riduce così a 150 V. Per evitare qualunque ronzio il punto centro elettrico della linea di accensione è messo a terra per mezzo delle due resistenze da 22 Ω. Se l'amplificatore, dal quale si preleva la tensione di accensione a 6,3 V, non è alimentato da una linea con due conduttori, ma con un solo conduttore, l'altro essendo a terra, le due resistenze da 22 Ω devono essere eliminate ed un'estremità del filamento del tubo 12AX7 deve essere collegato a terra.

3. - MONTAGGIO E CABLAGGIO DEL PREAMPLIFICATORE A TUBI ELETTRONICI

Tutti i componenti del preamplificatore sono montati sulla parte inferiore di una piastra metallica di 75 × 85 mm, che comporta sulla sua parte superiore quattro fessure, che permettono di fissare il complesso sotto la piastra di un giradischi. La fig. 2 c rappresenta la parte superiore della basetta metallica, che è fissata sotto la piastra. La basetta supporta una striscetta ausiliaria a 9 linguette, che facilita gli ancoraggi: pagliette di entrata, di uscita, di alimentazione A. T., linea a 6,3 V. L'asse del commutatore di correzione uscente dalla stessa parte, è pertanto accessibile sulla parte superiore della piastra del giradischi. I collegamenti che attraversano la basetta metallica sono protetti. Sull'altra faccia della basetta si fisserà lo schermo per mezzo delle quattro fessure filettate e di quattro viti. Tutti i componenti del preamplificatore sono montati su tre piastrine a circuiti stampati sovrapposti e costituente un supporto con fili nudi rigidi di collegamento o elementi di connessione (fig. 2a e fig. 2b). A partire dalla base di schermatura sono disposti i circuiti stampati, riferimenti 134 (fig. 3), 133 A (fig. 4) e 132 A (fig. 5). Il circuito stampato 133 A è provvisto dello zoccolo noval del tubo 12AX7 fissato sul circuito. Le parti del cablaggio stampato di tutti i circuiti sono orientati nel senso della piastra metallica. Il primo circuito 134 è di dimensioni corrispondenti alla base schermante. L'asse filettato del commutatore serve per il suo fissaggio a qualche millimetro dalla piastra metallica, in modo che il cablaggio stampato non corrispondente alla massa non sia in contatto con la piastrina metallica. Il disegno mostra la disposizione dei componenti sulle parti superiori dei circuiti stampati.

La basetta intermedia 133 A è disposta a 17 mm di altezza dalla prima, il che corrisponde all'altezza di cinque resistenze verticali che connettono questa basetta alla prima. Le altre connessioni fra queste due basette sono costituite da cinque fili nudi, dei quali due si prolungano fino alla basetta superiore n. 132 A.

Il commutatore ha i suoi due terminali di centro saldati alla massa della basetta intermedia 133 A e le sue due pagliette saldate a due fili nudi, che attraversano la basetta intermedia (sen-

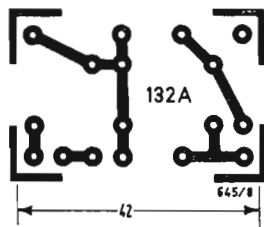



Fig. 5 - Circuito stampato della piastra 132 A.

Fig. 8 - Disegno del cablaggio del preamplificatore microfonico equipaggiato con la piastrina 130. A destra: lato interno della parte superiore della scatola metallica che contiene tutti i componenti.

za essere saldati al suo circuito) e saldati al circuito stampato della basettina superiore 132 A. Quest'ultima è a 10 mm dalla basetta intermedia. Essa è fissata con cinque collegamenti di filo nudo: due delle placchette del commutatore, due altri collegamenti colleganti le basette estreme ed un collegamento alla basetta intermedia. Quando il complesso è montato, non resta altro, dopo aver fissato l'induttanza di filtro e il condensatore elettrolitico, il cui contenitore è isolato dalla piastra metallica da una rondella di bachelite, che effettuare gli ultimi collegamenti fra la barretta a 9 terminali e la basetta 134. I fili a 6,3 V, quelli di massa e di + A. T. attraversano il circuito stampato e sono saldati al cablaggio stampato. I fili schermati di entrata e di uscita vengono saldati direttamente alla filatura stampata 134 ai punti corrispondenti segnati sul disegno (fig. 2b). Quando tutto è terminato si dispone la schermatura speciale sulla sua base, lo schermo protegge il tubo elettronico e le tre basette da qualsiasi pericolo di induzione parassita.

4. - PREAMPLIFICATORE MICROFONICO A TRANSISTORI

Lo schema del preamplificatore microfonico a due transistori 70 A e 71 A è dato in fig. 6.

La presa coassiale di ingresso è collegata alla base del primo transistore amplificatore 70 A da una resistenza R in serie con un condensatore elettrolitico di 25 μF. Il valore della resistenza di adattamento R dipende dal microfono impiegato. Questi valori sono i seguenti:

μ a cristallo: R = 47 kΩ; μ magnetico: R = 5 kΩ; μ ceramico: R = 100 kΩ; μ dinamico: R in corrispondenza dell'impedenza di uscita.

Nello schema descritto R è uguale a 47 kΩ poichè i microfoni a cristallo sono i più diffusi. Il primo transistore 70 A è polarizzato dal ponte 220 kΩ-22 kΩ e dalla resistenza di 47 kΩ tra collettore e base, resistenza che provoca anche un effetto di controreazione. L'emettitore è stabilizzato da una resistenza di 2,7 kΩ disaccoppiata da un elettrolitico di 20 μF in serie con una resistenza di 220 Ω non disaccoppiata. Il carico di collettore è di 10 kΩ. Il secondo transistore amplificatore 71 A, montato in cascata, ha una polarizzazione di base determinata dal ponte 150 kΩ-47 kΩ, la prima resistenza essendo disposta fra collettore e base. Il carico di collettore è anche qui di 10 kΩ.

Le tensioni di bassa frequenza amplificate vengono trasmesse al cavo schermato di uscita da un condensatore elettrolitico di 20 μF.

L'emettitore è stabilizzato da una resistenza di 180 Ω disaccoppiata da un elettrolitico di 20 μF. Se con l'amplificatore adottato si constata un guadagno troppo forte, basterà sopprimere quest'ultimo condensatore di disaccoppiamento, il che provocherà una controreazione supplementare.

L'alimentazione si effettua con una pila di 9 V di tipo miniatura. Il suo servizio è di lunga durata dato che il consumo è di soli 12 mA. Le sensibilità ottenute sono le seguenti: per la tensione di uscita di 1 V su una resistenza di carico da 100 a 500 kΩ la sensibilità è di 3 mV (— 52 dB per un livello di uscita di 0 dB) collegando direttamente il positivo del condensatore di accoppiamento alla base del primo stadio. Con la resistenza in serie R di 47 kΩ, la sensibilità è di 28 mV.

5. - MONTAGGIO E CABLAGGIO

Come abbiamo accennato sono possibili due varianti di montaggio. Cominceremo con la più semplice che comprende unicamente la piastra a circuiti stampati con gli elementi del preamplificatore

(segue a pag. 423)

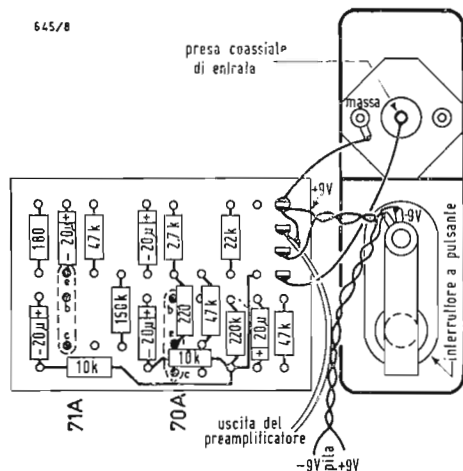
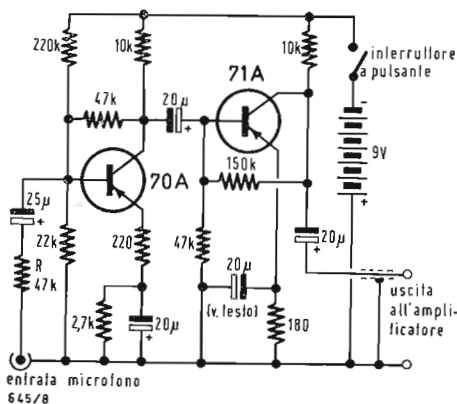



Fig. 6 - Schema di principio del preamplificatore microfonico.

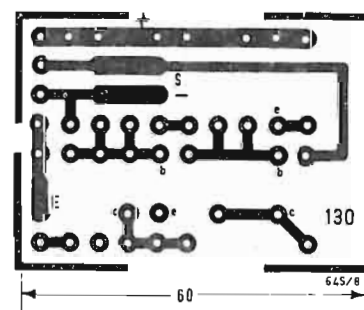



Fig. 7 - Circuito stampato della piastrina 130.

Alberto Albertini

Studio su amplificatori da 1 - 3 W a transistori

(parte seconda di due parti)

1. - SOLUZIONE CON CIRCUITO BASE COMUNE

Tale circuito è del tutto simile alla prima soluzione con la sola differenza che il pilotaggio in tensione è effettuato sull'emettitore. Ciò implica la stessa variazione di tensione prevista per il pilotaggio della base 0,5 V, ma su una impedenza molto più bassa.

La resistenza di emettitore è attraversata dalla corrente di collettore meno la corrente di base, trascurabile.

Quando la tensione di emettitore aumenta rispetto alla massa il suo valore negativo, diminuisce la V_{BE} e quindi la corrente I_E e la tensione sulla resistenza di emettitore.

La tensione di pilotaggio incontra una energica controreazione. Perchè la tensione di pilotaggio possa essere efficace, occorre che possa determinare sulla resistenza di emettitore una variazione di tensione superiore e contraria a quella determinata dalla variazione di corrente nel transistore stesso. Poichè la resistenza sulla quale si verificano le tensioni è in comune, ne consegue che il segnale pilota deve essere applicato con una corrente superiore a quella del transistore finale.

La corrente pilota massima I_p deve essere superiore alla corrente pilotata massima I_E tanto che la differenza tra le due dia luogo alla tensione R_1 richiesta per il pilotaggio massimo.

La resistenza d'ingresso è determinata dalla resistenza di emettitore più la resistenza di base diviso guadagno in corrente, in parallelo alla resistenza esterna di emettitore.

Poichè mancano dati esatti sulle resistenze di base e di emettitore bisogna fare un calcolo approssimativo; (per esempio OC22 $r_{bb} = 100\ \Omega$), il suo guadagno in corrente essendo superiore a 100, tale valore scende sotto 1 Ω. Non è dato il valore della resistenza di emettitore, occorrerà fare uso di una resistenza esterna $R_E = 2\text{-}3\ \Omega$ per non perdere troppa tensione di batteria.

Si può dunque ritenere che la resistenza d'ingresso non sarà superiore a 2 Ω; 0,5 V/2 = 0,25 A, differenza tra le due correnti. Siccome I_E max = 0,9 A; I_E max = 0,9 + 0,25 = 1,15 A, per ottenere una tale corrente occorre un transistore di potenza con uscita di emettitore. È evidente che in questo circuito si ha interesse ad usare un transistore ad alto guadagno in corrente per il pilotaggio e medio guadagno per il finale. Per evitare grosse capacità è opportuno ricorrere all'accoppiamento diretto come nella fig. 12.

Da queste considerazioni risulta che per pilotare uno stadio finale base comune occorre una corrente superiore a quella necessaria per la stessa uscita con collegamento emettitore comune.

In pratica esso richiede un amplificatore simile a quello progettato in fig. 11[1] più un altro stadio di potenza (fig. 12).

Solo la prova pratica e i risultati ottenibili possono stabilire se un simile amplificatore sia conveniente.

2. - SOLUZIONE CON CIRCUITO COLLETTORE COMUNE

Un circuito con stadio finale collettore comune migliora le distorsioni dovute alla non linearità della caratteristica di ingresso.

L'impedenza di ingresso di un simile stadio è data, come già osservato, dall'impedenza d'ingresso più la resistenza di emettitore moltiplicato β.

L'impedenza dell'altoparlante riportata dal trasformatore sull'emettitore equivale a 20 Ω. Usando il transistore (OC22 in cui $\beta = 100$, l'impedenza d'ingresso diventa $R_{in} + 2000$ cioè molto più alta della resistenza d'ingresso del transistore stesso.

Evidentemente le variazioni di quest'ultima al variare della corrente di base sono trascurabili nei confronti dell'impedenza d'ingresso complessiva.

Si può ritenere che il carico, rappresentato dal transistore finale sul transistore pilota, sia costante.

L'inconveniente principale di questa soluzione sta nel fatto che, essendo il guadagno in tensione del circuito collettore comune, inferiore all'unità, occorre applicare alla base una tensione leggermente superiore a quella neces-

[1] Vedi *l'antenna*, agosto 1964, pag. 370.

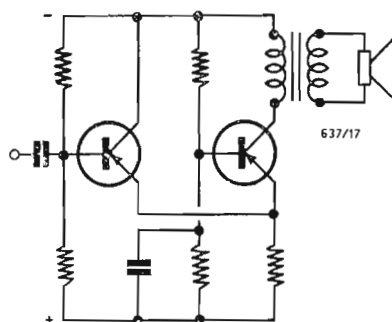



Fig. 12 - Stadio finale base comune.

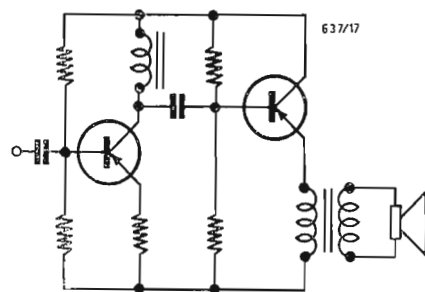



Fig. 13 - Stadio finale colettore comune.

saria per il pilotaggio del primario del trasformatore prevista in 18 Vp.p. Tale tensione è ottenibile dallo stadio pilota con 12 V di batteria solo con carico reattivo quale un trasformatore o un'impedenza. (fig. 13).

T_{r1} risulta caricato con circa 2 kΩ. L'impedenza deve avere un valore in H di $\frac{3\,R_c}{\omega} = \frac{6000}{120} = 50$ H.

Tale valore è molto alto per essere reperibile in commercio, inoltre dato che la corrente massima sul collettore di T_{r1} è 10 mA e la corrente di riposo 5-7 mA, per avere una caduta trascurabile dovuta alla c.c. nell'impedenza, la resistenza non deve essere superiore 300-500 Ω.

La prova del circuito di fig. 11 ha dato i seguenti risultati:

i transistori usati sono T_{r1} OC57P con $\beta = 125$; T_{r2} ACY33 con $\beta = 155$; T_{r3} 2N301 con $\beta = 67$.

Il valore delle resistenze è indicato qui di seguito nella Tabella 1.

TABELLA 1

R_1 570 Ω; R_2 27 kΩ; R_3 10 kΩ; R_4 2200 Ω; R_5 33 Ω; R_6 700 Ω; R_7 1 Ω; R_8 680 Ω; R_9 2,2 kΩ; R_{10} 47 kΩ; R_{11} 10 kΩ; R_{12} 470 Ω; R_{13} 1,2 kΩ per 4 Ω; 1,8 kΩ per 16 Ω.
C_1 15 μF 6 V; C_2 500 μF 15 V; C_3 100 μF 15 V; C_3 100 μF 6 V; C_4 100 μF 10 V; C_5 25 μG 15 V.

Senza controreazione l'amplificatore a 12 V di batteria e a 1000 Hz eroga 1,5 W con 1,15 % di distorsione. La sensibilità d'ingresso per tale uscita è di 40 mV.

Applicando una controreazione di 17dB mediante R_{13} si ottengono i risultati indicati nella Tabella 2.

La sensibilità d'ingresso è di circa 120 mV$_{eff}$ per 2 W d'uscita. La linearità a 250 mW è perfetta da 20 Hza a 20 kHz.

L'impedenza d'ingresso è di circa 20 kΩ. Il rendimento del trasformatore è 80%.

L'amplificatore ha dato risultati decisamente superiori alle premesse. La banda passante è da 20 Hz a 20 kHz senza lo scarto di 1 dB e la distorsione è nettamente inferiore al 3% da 50 Hz a 10 kHz per la potenza di 1 W, mentre da 100 Hz a 10 kHz è inferiore all'1 %. Per la frequenza centrale la potenza indistorta sale a 1,8 W. Con 15 V di batteria è possibile ottenere una potenza indistorta maggiore. Migliorando il trasformatore d'uscita è possibile estendere la potenza indistorta agli estremi della banda, ma questo è un risultato già eccellente per molti usi.

Dato che l'unico inconveniente di questo amplificatore è la corrente di riposo di 0,5 A esso può trovare applicazione in tutti quei casi ove non preoccupi il consumo della batteria, per esempio per autoradio, oppure in apparecchi alimentati dalla rete, radio, ma-

TABELLA 2

	12 V batteria 16 Ω carico	15 V batteria 16 Ω carico
1000 Hz	5 V_{eff} 1,8 W dist 0,5%	6 V_{eff} 2,1 W dist 0,5%
10 kHz	4 V_{eff} 1 W dist 0,8%	4,8 V_{eff} 1,4 W dist 0,55%
100 Hz	5,2 V_{eff} 1,9 W dist 0,6%	6 V_{eff} 2,1 W dist 0,65%
50 Hz	4,8 V_{eff} 1,4 W dist 1,5%	4,5 V_{eff} 1,2 W dist 1,7%

gnetofoni, giradischi, televisori. Nelle abitazioni, la potenza di 1-2 W veramente indistorti è già sufficiente.
Il trasformatore d'uscita ha un nucleo di ferro silicio normale 0,35 mm e di sezione 2,55 cm². L'avvolgimento primario diviso in due sezioni, il secondario in due avvolgimenti con prese per ottenere 4-8-16 Ω.

3. - SOLUZIONE AD ALTA TENSIONE

Per risolvere lo stadio finale facendo uso di alte tensioni bisogna ricorrere a transistori speciali di recentissima produzione.

Il transistore Philips AU101 può servire a questo scopo poichè:

$V_{CB} = 120$ V, $V_{CE} = 120$ V e $I_C = 10$ A.

La curva $-I_C = f(-I_B)$ presenta andamento rettilineo fino a 5-6 A.
Stabilita la massima tensione picco picco V_{ce} ammissibile si può stabilire il rapporto di trasformazione in base alla tensione massima prevista sul carico del secondario.

Prevedendo di ottenere 4 W su 16 Ω la tensione efficace è di 8 V e 22,5 Vpp n = 120 : 22,5 = 5,4 considerando le perdite del trasformatore conviene abbassare tale rapporto e fissarlo ad un numero intero per esempio = 5.
L'impedenza di carico riportata sul primario è $16 \cdot 5^2 = 400$ Ω.

La corrente di picco sul collettore è di 120 · V/400 Ω = 0,3 A da cui la corrente di riposo 0,15 A, la tensione di riposo 60 V, la dissipazione del transistore 60 V · 0,15 A = 9 W.

La resistenza termica tra la giunzione e l'ambiente, con un radiatore di 120 cm² è di 5,5 °C/W.

Per 9 W la sopraelevazione di temperatura è di 49,4 °C che sommata ad una temperatura ambiente di 45 °C dà una temperatura di giunzione di 95 °C.

Ciò è inammissibile perciò occorre migliorare il radiatore passando da 120 cm² a 500 cm².

Il guadagno in corrente ricavabile dai grafici è circa 33 ma si può supporre migliore per correnti inferiori a 0,5 A.
Misure effettuate hanno dato guadagni tra 25 e 55.

Sempre dai grafici si ricava la resistenza di ingresso approssimata di 75 Ω, a tale resistenza occorre aggiungere la resistenza di emettitore moltiplicato il β.

Adottando una resistenza di emitter = 1/20 resistenza di carico si ha 400/20 = 20 Ω; 20 · 33 + 75 = 735 = resistenza d'ingresso.

La massima variazione di corrente di collettore è 0,3 A la massima variazione di corrente di base 0,3 : 33 = 9 mA.

La tensione sulla base è 735 · 0,009 = = 5,8 V, il guadagno in potenza in questo caso è 17,5 dB.

$(P_i = 735\ \Omega \cdot 3{,}1^2$ mA = 70 mW;

$$\frac{P_u}{P_i} = \frac{4}{70 \cdot 10^{-3}} = 57 = 17{,}5 \text{ dB}.$$

La caduta sulla resistenza di emettitore 3 V. La tensione di alimentazione deve essere: tensione di riposo $V_{ce} = 60$ V + + $I.\ (R_{em} + R_{trasf})$.

La stabilità termica è migliorata da R_1 (fig. 14) molto elevata (rispetto lo schema di fig. 13) ma peggiorata da R_2 che deve essere molto più grande della resistenza d'ingresso, almeno 5000 Ω. La corrente in $R_2 = V_e/R_2 =$ = 0,6 mA.

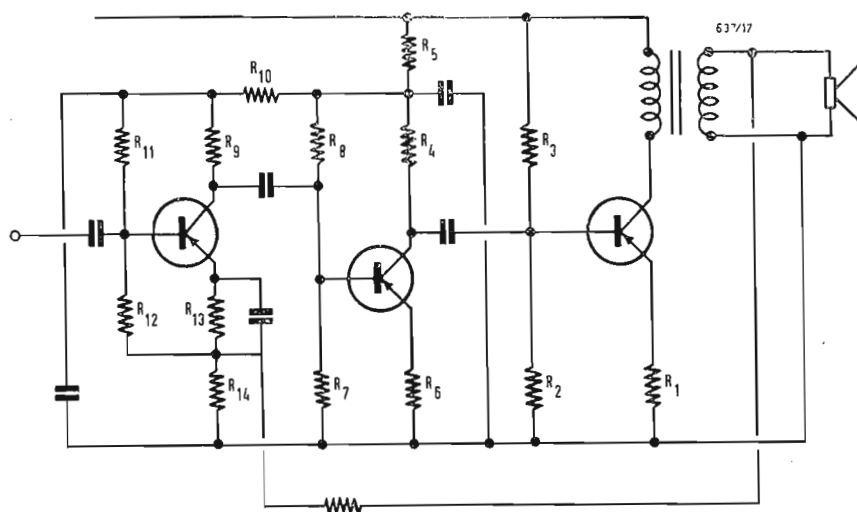



Fig. 14 - Prima versione dell'amplificatore da 4 W.

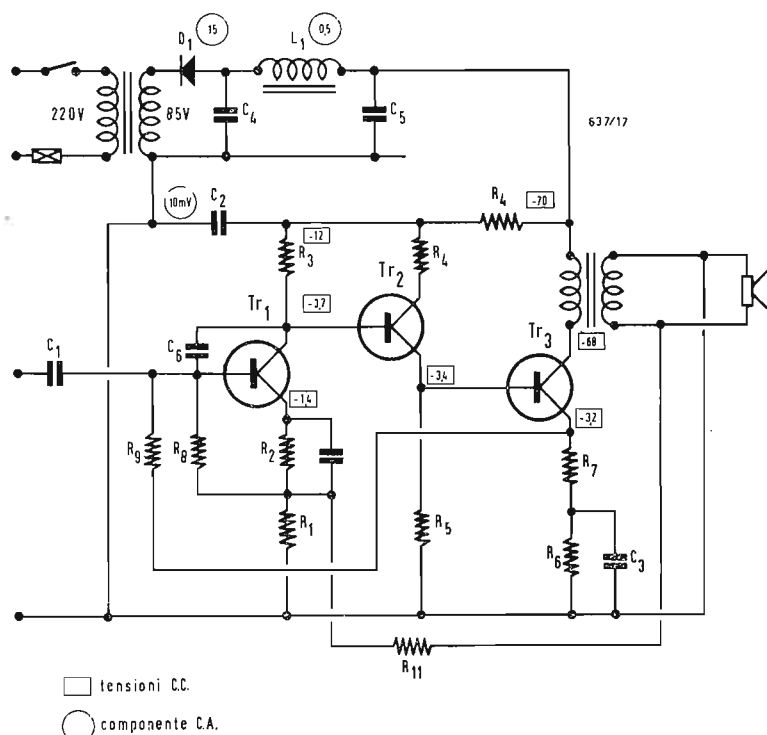



Fig. 15 - Versione definitiva dell'amplificatore da 4 W.

La corrente in $R_3 = I_b$ media $+ \frac{V_E}{R_2} = 4{,}5 + 0{,}6$ mA $= 5{,}1$ mA.

$$R_3 = \frac{V}{I} = \frac{63}{5{,}1} \cdot 1000 = 12 \text{ k}\Omega.$$

In queste condizioni il fattore di stabilità è $S = 25$.

La tensione di pilotaggio deve essere di 6 Vpp su un carico di circa 500 Ω perciò la resistenza $R_4 = 500 \cdot 3 = 1500$ Ω.

La corrente massima 12 mA la corrente di riposo 6 mA la caduta su R_4 9 V. La tensione di riposo ai capi di T_{r2} = = 3 V. Ciò permette un accoppiamento diretto con T_{r3} e ne migliora la stabilità termica sopprimendo E_2 e R_3 Occorre considerare che in R_4 circola anche la corrente di base di T_{r3}. Perciò la caduta su $R_4 = 1500 \cdot 8$ mA = = 12 V in R_5 si richiede una caduta di 66 — 15 = 51 V il suo valore 6,8 kΩ circa.

Rimane poca tensione a disposizione per la stabilizzazione di T_{r2} sull'emettitore. Pertanto si prevede una resistenza che dia una caduta di 0,5 V circa = 80 Ω. T_{r2} dissipa 3 V × 6 mA = 18 mW. Si dispone di ampia scelta di transistori con queste prestazioni. Guadagno in corrente = 100.

T_{r2} carica T_{r1} con circa 80.100 = 8000 Ω da ciò risulta che il valore di R_6 è eccessivo (fig. 14).

Sperimentalmente conviene aggiustare il valore per il miglior compromesso tra guadagno e tensione da ottenere sul collettore di T_{r2} per l'accoppiamento diretto con T_{r3}. Considerando l'insieme delle resistenze R_7 R_8 R_9 e la resistenza d'ingresso di T_{r2} = a 4000 Ω $R_9 = 12$ kΩ.

La tensione sulla base di T_{r2} è data dalla corrente di base $i = 0{,}12$ mA (corrente di collettore diviso guadagno di corrente) per la resistenza d'ingresso minima prevista (5000 Ω) $v = 0{,}6$V La corrente massima per il carico totale previsto su T_{r1} (4000 Ω) è di 0,15 mA. T_{r1} può lavorare con una corrente di riposo di 0,5 mA. La caduta su $R_9 = 6$ V. $R_{10} = 100$ kΩ circa. $R_{13} + R_{14} = 2$ kΩ.

L'esecuzione di un circuito secondo lo schema di fig. 14 ha dato risultati soddisfacenti sotto tutti gli aspetti tranne che nella distorsione.

Lo stadio finale eroga una tensione di 22 V_{pp} (4 W) con una distorsione di 1,4% qualora sia pilotato da una sorgente di resistenza più bassa della sua resistenza d'ingresso.

La sua resistenza d'ingresso è risultata di 800 con un transistore AU101 $\beta = 55$ Nel caso del circuito in questione la resistenza della sorgente pilota è maggiore, $R_4 = 1{,}5$ kΩ con la resistenza interna del transistore in parallelo di qualche migliaio di ohm.

La distorsione in queste condizioni sale al 5% per lo stesso livello d'uscita. La sensibilità è di 20 mV_{pp} per 20 V_{pp} di uscita con un'amplificazione di 1000 volte.

Essendo troppo alto il valore della distorsione, valore che una forte controreazione non abbasserebbe sufficientemente, conviene riprogettare gli stadi precedenti il finale, al fine di abbassare la resistenza d'uscita di T_{r2}.

La resistenza di emettitore di T_{r3}, (fig. 15) viene suddivisa in R_6 R_7 di 10 Ω ciascuna di cui R_6 by-passata. La resistenza d'ingresso risulta quasi dimezzata e così la tensione di pilotaggio che viene prelevata dall'emettitore di T_{r2}. La resistenza di emettitore viene portata ad un valore maggiore della resistenza d'ingresso di T_{r3} e comunque adatto a permettere l'accoppiamento diretto dei due stadi. R_{10} ha solo la funzione di abbassare la dissipazione di T_{r2}. Poichè l'impedenza d'ingresso di T_{r2} risulta notevolmente aumentata, l'amplificazione di T_{r1} aumenta e l'amplificazione persa in T_{r2}, passando da emettitore comune a collettore comune viene recuperata da T_{r1} e da T_{r3} la cui controreazione in c.a. sull'emettitore passando da 20 Ω a 10 Ω viene dimezzata.

Dato che le tensioni lo consentono, si può effettuare l'accoppiamento diretto tra i tre stadi.

L'accoppiamento diretto tra T_{r2} e T_{r3} è sfavorevole alla stabilità termica di T_{r3}, per correggere tale inconveniente la polarizzazione di T_{r1} viene prelevata dall'emettitore di T_{r3} mediante R_9. Qualora un aumento di temperatura provocasse un aumento di corrente su $R_6 + R_7$ si avrebbe un aumento di tensione che viene riportato sulla base

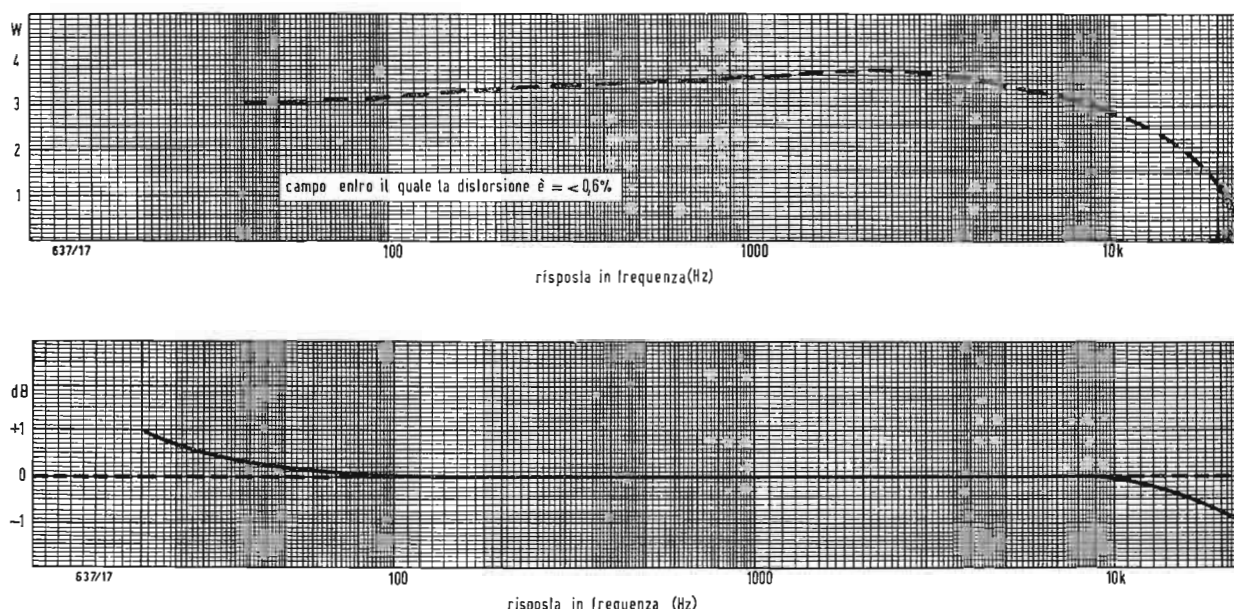



Fig. - 16 Potenza in funzione della frequenza, entro la quale la distorsione è contenuta entro lo 0,6 %.

Fig. 17 - Risposta in frequenza.

di T_{r1}, un conseguente abbassamento di tensione sul collettore di T_{r1} per l'aumentato assorbimento attraverso R_3, una diminuzione di corrente in T_{r2} e un abbassamento di tensione su R_5 che si oppone alla tendenza di T_{r6} ad aumentare la corrente.

La prova del circuito di fig. 15 ha dato immediatamente risultati eccellenti fornendo una potenza di circa 4 W con una distorsione del 0,8% a 1000 Hz senza applicare la controreazione tramite R_{11}. L'amplificazione è di 800 volte.

Collegando R_{11} le caratteristiche dell'amplificatore sono le seguenti:

Uscita massima in distorta a 1000 Hz 22 V_{pp} = 7,6 V_{eff} = 3,8 W su 16 Ω

In tali condizioni il transistore dissipa 11 W (V_{CE} = 65 V; I_C = 152 mA).

Il transistore supera la dissipazione data dal costruttore. Il costruttore indica una dissipazione massima di 10 W, una temperatura della giunzione T_i = 90 °C una resistenza termica di 5,5 °C/W con un radiatore di 120 cm². Il radiatore usato Temactherm V-2838 di 500 cm², secondo i grafici dati dal costruttore, consente al transistore, nelle suddette condizioni, una temperatura ambiente di 46 °C ciò è accettabile e in pratica il circuito dimostra un'ottima stabilità termica.

La risposta in frequenza alla potenza di 1 W è:

20 kHz	— 1 dB
10 kHz	— 0,1 dB
1000 Hz	0 dB
100 Hz	+ 0,2 dB
20 Hz	+ 1 dB

La distorsione per intermodulazione delle frequenze 40/12.000 nei rapporti 20 : 1 e per 7 V_{eff} d'uscita = 3 W, è del 0,4%. Ciò dimostra l'ottima risposta alle bassissime frequenze per un livello d'uscita prossimo al massimo.

La disstorione armonica si mantiene entro lo 0,5-0,6% da 100 Hz a 10 kHz per 3 W d'uscita.

A 20 kHz la distorsione del 0,5% è alla potenza di 0,5 W.

La tensione di ronzio è di 2 mV_{pp}.

La tensione di rumore totale è — 80 Ω sotto il livello massimo sensibilità 0,18 V_{eff} per 3,8 W d'uscita.

Le conclusioni che si possono trarre dalla prova di questi due amplificatori si possono così riassumere:

Per piccole potenze (in questo caso fino a 4 W) non è necessario l'uso di Pusch pull o di circuiti particolarmente complicati.

L'uso del trasformatore d'uscita risolve egregiamente il problema d'attacco del carico di utilizzazione allo stadio finale: Isola la c.c. effettua il miglior adattamento possibile tra impedenza di carico e impedenza del generatore.

La qualità del trasferimento di energia è più che soddisfacente. Bisogna osservare che nell'amplificatore da 4 W si è puntato più sui vantaggi del « lavorare » in tensione, per diminuire le distorsioni, che sull'ottimo adattamento impedenza interna-carico tramite il trasformatore. Questo motivo e il minore guadagno in corrente del transistore AU101 spiegano il basso guadagno in potenza dello stadio finale (17,5 dB).

La qualità risponde ai requisiti di alta feldeltà. Il rendimento è superiore al 30%.

Se ciò è poco in confronto ai circuiti in push pull classe *AB* o *B* è senz'al-

tro conveniente in rapporto alla potenza totale dissipata (dai 6 ai 15 W) e l'elevata qualità ottenuta. Non bisogna trascurare, infatti di notare l'attuale tendenza commerciale di lanciare amplificatori Hi Fi da 8-12-15 W nei quali, si riscontra che la distorsione dello 0,5% corrisponde ad un livello di 1-2 W mentre alla potenza nominale sale a 1,5-3% e la curva di risposta è data a potenze di 0,5 W!

Il transistore di potenza dà i migliori risultati se è pilotato da una sorgente di resistenza molto più bassa della sua resistenza d'ingresso.

Ciò per quanto riguarda le caratteristiche comuni ai due amplificatori. In particolare, dal secondo amplificatore, si rileva che:

l'uso di alte tensioni (relativamente ai transistori) semplifica il problema dell'alimentazione. Un solo diodo, due condensatori, una impedenza, costituiscono l'alimentatore.

L'impedenza non è indispensabile poichè anche con una resistenza si ottengono ottimi risultati. Questo sistema di alimentazione è particolarmente comodo in apparecchi a c.a. poichè si può prelevare la tensione da raddrizzare in qualsiasi punto superiore agli 80 V ed ottenere i 70 V richiesti dimensionando la resistenza in serie. La dissipazione di energia da parte di detta resistenza è sempre accettabile da parte di apparecchi alimentati dalla rete c.a.

L'esuberante disposizione di c.c. consente di fare uso di elevate resistenze di emettitore a vantaggio della stabilità termica.

Le tensioni di emettitore e di collettore possono essere comodamente subordinate alle esigenze dell'accoppiamento diretto tra gli stadi. Così l'amplificatore diviene più semplice nel circuito e realizza una amplificazione in c.c. una controreazione dall'energica azione stabilizzatrice della deriva termica e della dispersione dei parametri dei transistori.

Dal punto di vista qualità, l'adozione di transistori di potenza ad alta tensione, permette un ulteriore avvicinamento alle condizioni di lavoro ideali. Sfruttare sul collettore la massima tensione possibile significa riportare su di essa il carico più elevato possibile. A parità di variazione di corrente di collettore si ottiene una amplificazione maggiore. Ciò consente di aumentare la resistenza di emettitore migliorando la stabilità termica aumentando la resistenza di entrata, migliorando la caratteristica d'ingresso e le condizioni di lavoro dello stadio precedente.

Restringere il campo di variazione di corrente di collettore per una maggiore variazione di tensione, significa usare un tratto più ristretto della caratteristica $- I_C = f(- I_b)$ diminuendo le distorsioni ad esso collegate.

Si può obbiettare che attualmente i transistori di potenza ad alta tensione sono di prezzo elevato e con guadagni in corrente troppo bassi per essere praticamente utili in audio frequenza. Ciò è vero, però, nel frattempo che si è sperimentato il circuito con AU101 la Philips ha già posto in commercio un successivo transistore da 150 V.

Non c'è dubbio che i fabbricanti di transistori forniscano presto transistori per alte tensioni a prezzi più bassi e con caratteristiche migliorate.

Tuttavia è augurabile che questo studio contribuisca ad orientare le ricerche dei produttori al fine di allargare sempre più il campo d'impiego dei transistori. *A.*

Notiziario della Ampex International

Gli storici primi piani della superficie lunare, radiotrasmessi alla Terra dal veicolo spaziale Ranger 7, sono stati registrati a fini di analisi e di conservazione su nastro magnetico, dal quale sono state poi ottenute le copie rilasciate alla stampa. Sia i registratori che i nastri impiegati in quell'occasione erano di fabbricazione Ampex.

Mentre le telecamere di bordo esploravano la superficie del satellite, i loro segnali erano trasmessi dalle apparecchiature telemetriche fino alla Terra, superando una distanza di circa 368.000 kilometri. Le immagini televisive riprese negli ultimi istanti del volo venivano registrate sui registratori magnetici Ampex della stazione di rilevamento Goldstone.

Ideati principalmente per la registrazione di una vasta gamma di dati scientifici — temperature interna ed esterna, tensione di alimentazione, corrente, ecc. — trasmessi dai veicoli spaziali, questi apparecchi possono anche registrare immagini televisive di bassa velocità. Le apparecchiature di registrazione Ampex sono di dotazione standard in tutte le stazioni di rilevamento della rete Deep Space Network, che abbraccia l'intero globo e di cui fa parte quella di Goldstone.

La Ampex Co. ha recentemente annunciato la creazione della Ampex S.A. con sede a Lugano. La Ampex S.A. assumerà le funzioni di centro marketing tecnico per il Sud-Europa ed il Medio Oriente.

dott. ing. Antonio Turrini

Il tracciamento delle curve di risposta con il metodo dei diagrammi assintotici*

Quando un tecnico vuole realizzare un amplificatore di segnali alternativi, esamina generalmente un certo numero di pubblicazioni tecniche e seleziona una gamma di costruzioni, che sembrano rispondere al problema che egli si è proposto. Ora, questi amplificatori non sono mai aperiodici e vi è sempre uno stadio la cui risposta dipende dalla frequenza. Questa variazione del guadagno sarà desiderata in certi casi: realizzazione di filtri, correttori di tono, ecc. In queste condizioni il tecnico messo in presenza di due circuiti, identici quanto a concezione, ma nei quali i valori numerici degli elementi, che definiscono la curva di risposta sono differenti, avrà qualche difficoltà a fare la sua scelta.
Molto spesso egli sceglierà arbitrariamente uno dei due circuiti, lo costruirà e rileverà sperimentalmente la sua curva di risposta. Alcune volte questa curva non avrà che un lontanissimo rapporto con quella ch'egli sperava.
Questo modo di procedere è evidentemente lungo, fastidioso e oneroso quando si è condotti a tentare parecchi schemi. Allora è meglio effettuare un calcolo preventivo. Ciò consentirà di fare la selezione prima di passare alla costruzione.

1. CALCOLO DELL'ESPRESSIONE MATEMATICA DEL GUADAGNO

Il tracciamento della curva di risposta teorica non può essere fatto che se si conosce l'espressione matematica del guadagno in funzione della frequenza e degli elementi del circuito. Il primo lavoro da fare sarà dunque il calcolare questo guadagno. Si userà con profitto la notazione complessa. Ricordiamo che in questa notazione la reattanza di un'induttanza L alla pulsazione ω è $j\omega L$, la reattanza di una capacità C è $1/j\omega C$. Esempio: sia da calcolare la espressione del guadagno del filtro passa basso della fig. 1; il termine guadagno essendo preso qui nel suo senso più lato, cioè come rapporto della tensione di uscita alla tensione di entrata. Siamo in presenza di un divisore di tensione, il cui guadagno ci è dato dalla formula ben nota:

$$G = \frac{V_u}{V_e} = \frac{X_c}{X_c + R}$$

dove X_c è la reattanza della capacità in notazione complessa. Sostituendo X_c con $1/j\omega C$, si ottiene, dopo semplificazione:

$$G = \frac{1}{1 + j R \omega C}$$

Si ha dunque qui l'espressione matematica del guadagno in notazione complessa. Ciò sarà la nostra base di partenza per il tracciato della curva di risposta. Ma dobbiamo tenere presente che la curva di risposta rappresenta la variazione, in funzione della frequenza, dell'*ampiezza* della tensione di uscita relativamente all'*ampiezza* della tensione di entrata. Ciò che noi tracceremo non sarà perciò il guadagno in forma complessa, ma il suo modulo. Il modulo di un'espressione complessa del tipo $a + j b$ è $\sqrt{a^2 + b^2}$.
Nel caso dell'esempio che abbiamo scelto, tracceremo allora la variazione di G in funzione di ω (o di F poichè $\omega = 2 \pi F$),

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{1 + (F/F_0)^2}}$$

ovvero in forma complessa:

$$G = \frac{1}{1 + j F/F_0}$$

Abbiamo di proposito scelto un esempio semplice, per indicare il meccanismo del calcolo. Nei casi più comuni, si vede d'altronde che il guadagno complesso di un amplificatore può mettersi sotto la forma di un prodotto o di un quoziente (o di una combinazione dei due) dei tre fattori elementari seguenti:
k; jF/F_0; $1 + j F/F_0$;
i moduli dei quali sono rispettivamente:
k; F/F_0; $\sqrt{1 + (F/F_0)^2}$.
Si potrebbe dimostrare analiticamente che è sempre così per gli amplificatori di bassa frequenza, salvo due eccezioni:
— quando il circuito comprende induttanze non trascurabili;
— quando il circuito possiede una rete di reazione.
È allora possibile, in questi due casi, trovare espressioni complesse più complicate, la forma più comune essendo:
$1 - (F/F_0)^2 + j 2 \xi F/F_0$,
il cui modulo è

(*) Da *Toute l'electronique*, maggio 1964, pag. 149-152.

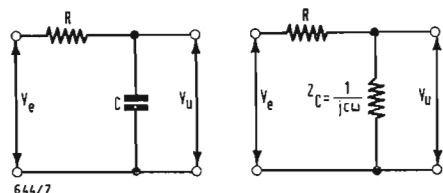



Fig. 1 - Lo schema reale può essere sostituito da un circuito equivalente facente uso della impedenza complessa della capacità C.

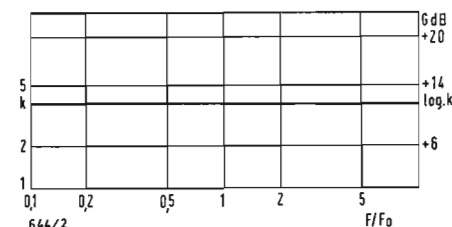



Fig. 2 - La curva di risposta di un sistema aperiodico è un'orizzontale che si sposta al variare di k.

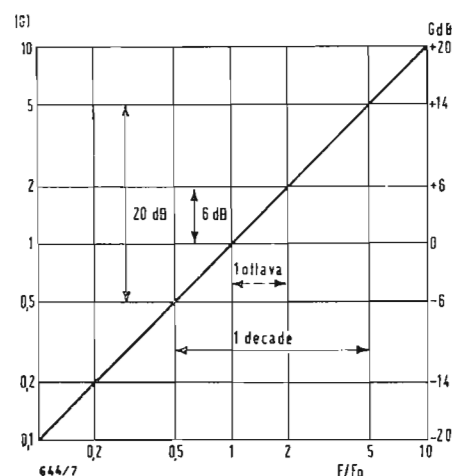



Fig. 3 - La pendenza della retta la cui equazione è $|G| = F/F_0$ è di 6 dB per ottava, o anche di 20 dB per decade.

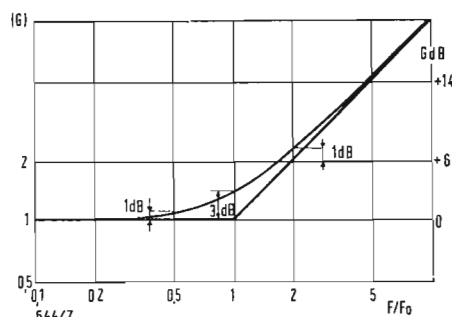



Fig. 4 - La curva reale del sistema del primo ordine può essere sostituita da un diagramma assintotico lineare, che non si scosta mai più di 3 dB dal diagramma reale.

$\sqrt{[1-(F/F_0)^2]^2+4\,\xi^2\,(F/F_0)^2}$.
Mostreremo nel paragrafo seguente come tracciare istantaneamente, con solo uno sguardo all'espressione complessa messa sotto una forma ridotta, la curva di risposta del sistema in istudio.

2. - TRACCIAMENTO DELLA CURVA DI RISPOSTA

2.1. - Utilizzazione di un diagramma logaritmico

Tutti i tecnici sono abituati ad usare scale logaritmiche per graduare l'asse delle frequenze, quando desiderano tracciare una curva di risposta. Non c'è affatto qui bisogno di ricordare i vantaggi di una simile rappresentazione. Definiamo ora due termini che useremo spesso nel seguito:
si dice che due frequenze sono « all'ottava » quando stanno nel rapporto di due. Analogamente due frequenze sono distanziate di una « decade » quando il loro rapporto è 10;
in conseguenza se usiamo una carta con una graduazione logaritmica per l'asse delle frequenze, risulterà che una ottava sarà sempre rappresentata dalla stessa lunghezza, sia che essa sia definita dal rapporto della frequenza 2000 alla frequenza 1000 Hz, o dal rapporto della frequenza 500 kHz alla frequenza 250 kHz. Analogamente una decade sarà sempre definita dalla stessa lunghezza, qualunque sia la frequenza di riferimento scelta. Se la rappresentazione logaritmica delle frequenze è comune, al contrario quella del guadagno lo è molto meno. Orbene, essa presenta vantaggi considerevoli. Infatti, supponiamo di voler tracciare la curva di risposta di un sistema il cui guadagno ha potuto essere messo sotto la forma di un prodotto, per es.:

$$|G| = \frac{|G_1| \times |G_2|}{|G_3|}$$

Se conosciamo la curva di risposta degli elementi $|G_1|$, $|G_2|$ e $|G_3|$ e se la graduazione è lineare non avremo fatto un gran progresso. Al contrario, se adottiamo una graduazione logaritmica per i guadagni, le ordinate saranno proporzionali ai logaritmi dei guadagni. Ma se notiamo che

$$\log |G| = \log |G_1| + \log |G_2| - \log |G_3|,$$

ci accorgiamo che la conoscenza delle curve elementari di $|G_1|$ $|G_2|$ e $|G_3|$ determina quella di G. Basta, per una data ascissa, cioè per una data frequenza, sommare le ordinate di tutte le curve di risposta elementari. In altri termini, se la graduazione dei guadagni è logaritmica, basta sommare le curve di risposta elementari per ottenere la curva di risposta globale. Notiamo che si potrebbe usare una graduazione lineare delle ordinate, a patto di prendere le ordinate proporzionali ai logaritmi dei guadagni. Ora, si conosce una relazione rispondente a questa condizione: è la relazione, che dà il guadagno in dB.
$G_{dB} = 20 \log |G|$.
Abbiamo dunque da scegliere tra due carte diverse:
— carta logaritmica: le graduazioni sono logaritmiche su entrambi gli assi. Si dovrà dunque portarvi F e $|G|$.
— carta semilogaritmica: le graduazioni delle ascisse sono logaritmiche, le graduazioni delle ordinate sono lineari. Si dovrà dunque portarvi F e G_{dB}.
Ora studieremo successivamente le curve di risposta dei quattro fattori elementari, che abbiamo definiti al paragrafo precedente.

2.2. - Curva di risposta di G = k

Siamo in presenza della forma elementare più semplice, in cui il guadagno è indipendente dalla frequenza. La curva di risposta è allora una retta orizzontale di ordinata $|G| = k$. Se la carta adottata è semilogaritmica, si dovrà portare in realtà G_{dB}, ossia 20 log k. La fig. 2 rappresenta questa curva di risposta.

2.3. - Curva di risposta di G = jF/F₀

Il modulo dell'espressione $j\,F/F_0$ è semplicemente $|G| = F/F_0$. Il modulo del guadagno è dunque proporzionale alla frequenza. In un diagramma logaritmico la curva di risposta sarà una retta passante per il punto $|G| = 1$ o $G_{dB} = 0$ dB per la particolare frequenza $F = F_0$. Questa retta è perfettamente determinata a partire dalla conoscenza della sua pendenza. Se la frequenza raddoppia, cioè se si passa all'ottava, il modulo del guadagno pure raddoppia, dunque, il guadagno espresso in dB aumenta di 6 dB. Si dirà allora che la pendenza della retta è di 6 dB per ottava.
Un'altra espressione equivalente della pendenza può essere ottenuta passando alla decade. Il modulo del guadagno viene allora moltiplicato per dieci e il guadagno in dB aumenta di 20 dB. Risulta in conseguenza che una pendenza di 6 dB per ottava è identica ad una pendenza di 20 dB per decade. La fig. 3 rappresenta la curva di risposta dell'espressione $G = jF/F_0$.

2.4. - Curva di risposta di G = 1 + jF/F₀

Dovremo tracciare la variazione del modulo del guadagno in funzione della frequenza:
$|G| = \sqrt{1 + (F/F_0)^2}$.
Semplifichiamo il tracciamento di questa curva suddividendo il nostro diagramma in due zone distinte.
Infatti, se la frequenza tende a zero, si vede che il modulo del guadagno tende all'unità. Nella zona delle basse frequenze (rispetto a F_0) la curva tenderà perciò a confondersi con la retta oriz-

Fig. 5 - Il diagramma assintotico non può essere sfruttato per valori troppo piccoli di ξ. Bisogna allora tracciare la curva reale.

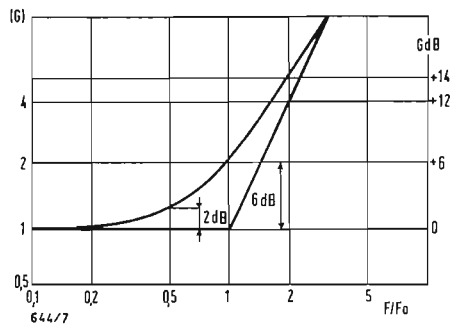
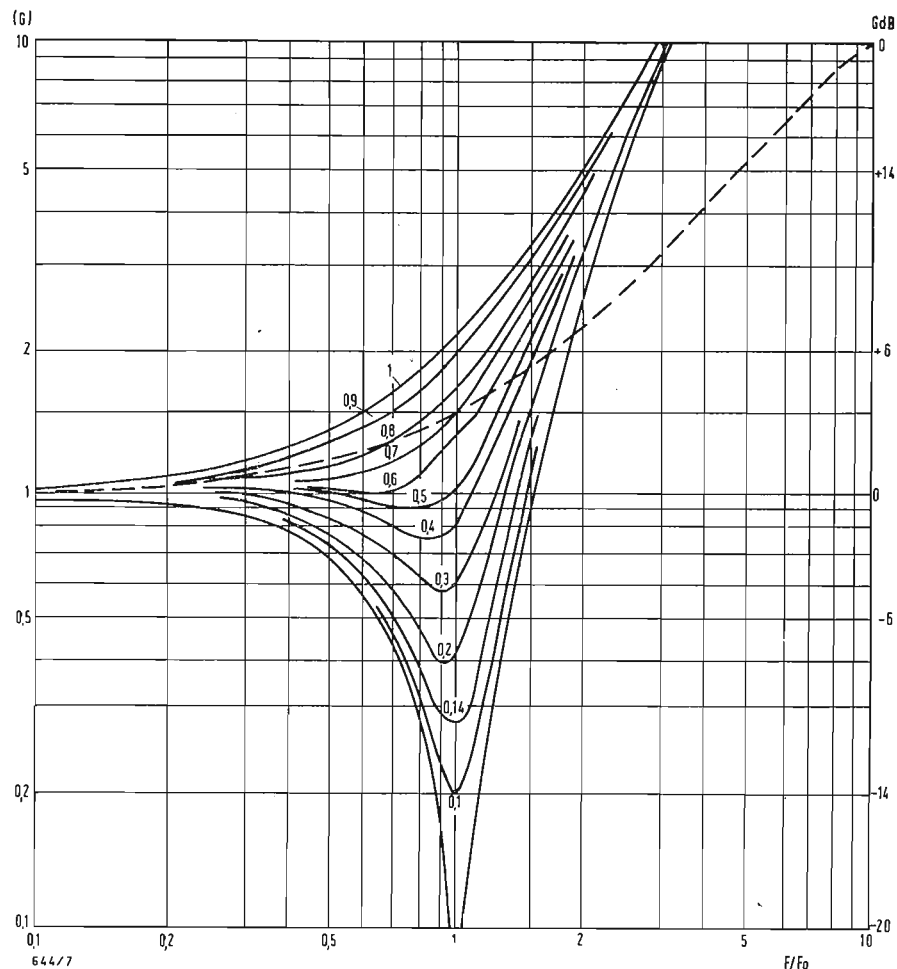



Fig. 6 - Nei sistemi del secondo ordine nei quali $\xi = 1$, la pendenza dell'assintoto obliquo è di 12 dB per ottava. Lo scarto massimo fra il diagramma assintotico e il diagramma reale è di 6 dB.

zontale al livello $| G | = 1$, ossia $G_{dB} = 0$ dB.
Al contrario, se la frequenza tende all'infinito, il termine 1 diviene trascurabile e $| G |$ si comporta come F/F_o. Ne risulta che nella zona delle alte frequenze (rispetto a F_o) la curva tenderà a confondersi con una retta obliqua passante per il punto (0 dB, F_o), la cui pendenza sarà di + 6 dB per ottava. In queste condizioni il punto che si scosterà di più dai due assi sarà precisamente quello corrispondente alla frequenza particolare $F = F_o$. Un semplice calcolo mostra che ora si ha $| G | = \sqrt{2}$, ossia $G_{dB} = + 3$ dB. Si vede che la frequenza F_o ha una funzione particolare in questa espressione, poichè la curva, praticamente orizzontale fino a F_o, diviene obliqua proprio a partire da questa frequenza. F_o si chiama frequenza di taglio.
La fig. 4 indica i due diagrammi ottenuti, il primo a partire dall'espressione esatta, il secondo a partire dagli assintoti. Come abbiamo detto sopra, lo scarto massimo tra i due diagrammi è di 3 dB per la frequenza di taglio. Alle frequenze $2\,F_o$ e $F_o/2$ lo scarto non è più di 1 dB. Ci si accontenterà di tracciare il diagramma assintotico che ci darà un'idea adeguata della curva di risposta reale.
Notiamo, prima di continuare, che il problema che si presenta è spesso di ottenere una curva di risposta determinata. In questo caso si cercherà dapprima il diagramma assintotico della curva desiderata. Se realizzeremo col nostro amplificatore un diagramma assintotico identico, ne risulterà necessariamente che i diagrammi reali saranno pure identici. Ora il problema è infinitamente più facile da risolvere utilizzando gli assintoti.

2.5. - Curva di risposta di $G = 1 - (F/F_o) + j\,2\,\xi\,F/F_o$

I tre diagrammi che abbiamo ora studiato sono i più frequenti. I diagrammi di $j\,F/F_o$ e di $1 + j\,F/F_o$ facendo intervenire la prima potenza della frequenza, si dice che sono diagrammi di primo ordine. Ma il nostro studio non sarebbe completo se passassimo sotto silenzio un quarto diagramma, in cui interviene la seconda potenza della frequenza; è il diagramma del secondo ordine. L'espressione più generale del guadagno è della forma: $G = 1 -$

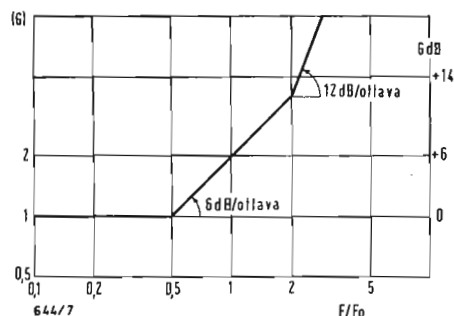



Fig. 7 - Per i valori di ξ superiori a 1, il sistema del secondo ordine può essere scomposto in due sistemi del primo ordine. La figura rappresenta il diagramma ricavato per $\xi = 1{,}25$.

$- (F/F_o)^2 + j\,2\,\xi\,F/F_o)$;
in questa espressione ξ è un parametro, che può prendere tutti i valori compresi tra zero e l'infinito.
Studieremo le forme possibili della curva di risposta secondo le variazioni di questo parametro ξ.
1) $\xi = 1$.
Si dimostra che allora l'espressione di G non è altro che:
$G = (1 + j\,F/F_o)^2$.
Ci siamo ricondotti ai casi precedenti; la curva di risposta non è altro che la somma di due diagrammi identici, dei quali la frequenza di taglio è F_o. Ne segue che il diagramma assintotico (fig. 6) si compone di un'orizzontale al livello 0 dB fino a F_o di una retta obliqua con pendenza di 12 dB per ottava a partire da F_o. Notiamo che per il particolare valore $F = F_o$ si ha $|G| = 2$, ossia $G_{dB} = 6$ dB. Lo scarto massimo in questi casi è dunque maggiore che per l'espressione del primo ordine
2) $\xi > 1$.
Il guadagno complesso può decomporsi in un prodotto di due fattori semplici di primo ordine:
$G = (1 + j\,F/F_1)\,(1 + j\,F/F_2)$, con
$F_1 = F_o\,[\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}]$ e
$F_2 = F_o\,[\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}]$.
Notiamo che si ha sempre $F_1\,F_2 = F_o^2$; in altre parole, le frequenze F_1 e F_2 saranno sempre simmetriche rispetto a F_o sul diagramma logaritmico, e tanto più lontane quanto più ξ è grande. Il caso $\xi = 1$ può essere considerato come un caso particolare, in cui le due frequenze F_1 e F_2 sono confuse con F_o. La fig. 7 dà l'andamento del diagramma assintotico per $\xi = 1{,}25$, che ci dà $F_1 = 2\,F_o$ e $F_2 = 0{,}5\,F_o$.
3) $\xi < 1$.
Siamo qui nel caso più delicato, in cui non si può più scomporre il guadagno in fattori. Siamo obbligati a tracciare una curva per ogni valore di ξ. Per risolvere i problemi in ordine di difficoltà crescente dividiamo questa parte in tre zone:

a) $0{,}707 < \xi < 1$. La curva reale resta all'interno degli assintoti 0 dB e 12 dB per ottava. Lo scarto tra la curva e il diagramma assintotico a $F = F_o$ decresce da 6 dB per $\xi = 1$ a 3 dB per $\xi = 0{,}707$. Si può allora conservare il diagramma assintotico corrispondente a $\xi = 1$.
b) $0{,}35 < \xi < 0{,}707$. La curva reale supera gli assintoti e passa per il minimo. C'è risonanza per la frequenza $F_R = F_o\,\sqrt{1 - 2\,\xi^2}$ ed il guadagno minimo è $|G|_{min} = 2\,\xi\,\sqrt{1 - \xi^2}$. Tuttavia, per questi valori di ξ, la curva reale non si scosta di più di 3 dB dal diagramma assintotico corrispondente a $\xi = 1$.
c) $\xi < 0{,}35$. C'è risonanza sulla frequenza F_R, ma i valori di ξ divengono troppo piccoli, perchè si possa utilizzare il diagramma assintotico. Bisogna allora tracciare la curva reale. La fig. 5 dà i diagrammi reali corrispondenti a qualche valore rotondo di ξ. La curva tratteggiata rappresenta la risposta del primo ordine $(1 + j\,F\,/\,F_o)$ per permette un confronto dei due diagrammi.
Riassumendo, i diagrammi assintotici potranno essere impiegati in tutti i casi, salvo per $\xi < 0{,}35$. Ma se è necessario tracciare la curva di risposta con precisione, nulla ci impedisce di usare i diagrammi reali.

3. - CONCLUSIONI

Il tracciamento preventivo di una curva di risposta a partire da uno schema si farà in due tempi. Bisognerà dapprima calcolare l'espressione del guadagno in notazione complessa. Questo calcolo può farsi molto semplicemente nella maggioranza dei casi. Il secondo tempo sarà il più breve, poichè la conoscenza delle frequenze di taglio di ognuno degli elementi semplici permette di tracciare il diagramma assintotico alla sola vista dell'espressione matematica e semplicemente disegnando delle rette. *A.*

(segue da pag. 413)
collegati su questa piastra di 60 × 41 mm.
Il circuito stampato di tale piastra (riferimento 130) è indicato in fig. 7 e tutti gli elementi montati sulla sua parte superiore sono rappresentati dalla fig. 8. Si nota un collegamento isolato che connette due buchi della piastra, filettati, con passo metrico 5 mm e i quattro terminali + 9 V, uscita, — 9 V, entrata. I fili dei due transistori tagliati di lunghezza 15 mm circa sono saldati dal lato del cablaggio stampato. La seconda versione comprende la stessa piastra con gli stessi componenti. Essa è disposta internamente ad un contenitore metallico con un pulsante, che interrompe i 9 V di alimentazione, accessibile sulla parte superiore; si vede pure la presa coassiale di entrata microfono trattenuta da due pezzi metallici avvitati presso il grande foro centrale della parte superiore. La piastra a circuiti stampati deve essere fasciata con una guaina isolante prima di venire introdotta nel contenitore. La pila miniatura di 9 V ha il suo posto nello scompartimento della scatola al di sotto della presa coassiale di entrata del microfono. (Realizzazione Radio-PRIM). *A.*

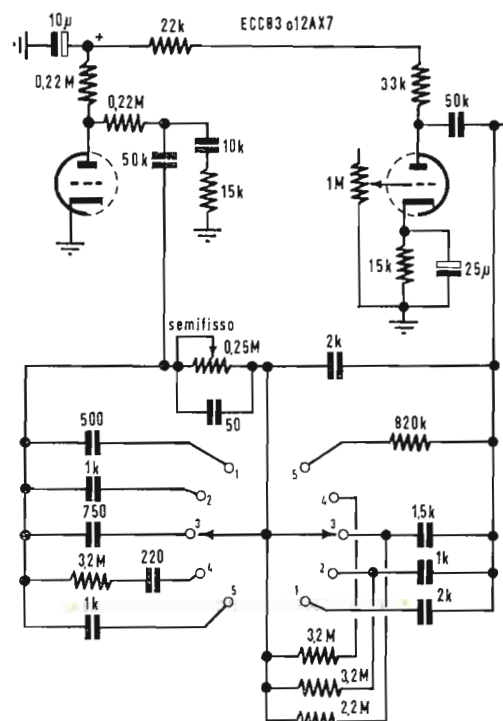



Fig. 1/0579

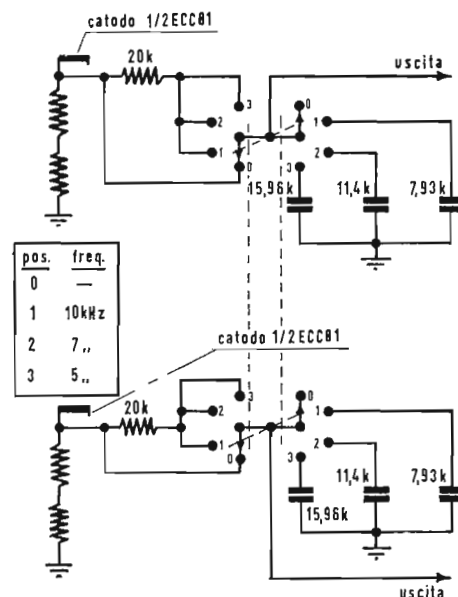



Fig. 2/0579

0579 – Sig. R. Zambelli – Milano.

D. Posseggo un complesso ad alta fedeltà della GELOSO amplificatore stereo 235 HF e preamplificatore 236 HF stereo.

Originariamente la resistenza di carico per testina magneto dinamica era di 0,47 MΩ.

Ora l'ho sostituita con 68K come suggerisce la PHILIPS per la testina 1442. Ma ho notato una diminuzione delle estreme basse frequenze; vorrei sapere quale è il carico esatto. Vorrei inoltre che mi indicaste nello schema del preamplificatore (bollettino n. 88) l'aggiunta di un filtro antifruscio a più valori commutabili e l'aggiunta di un circuito equalizzatore secondo le incisioni correnti.

L'amplificatore è stato da me costruito ed ho usato per i collegamenti unicamente del filo schermato, vorrei sapere se questo metodo peggiora il rendimento.

R. 1) La resistenza di carico per la testina PHILIPS è 68 kΩ come indicato dalla PHILIPS.

La perdita dei bassi è imputabile alla minor resa della nuova testina alle basse frequenze rispetto alla vecchia. Il rimedio consiste nell'aumentare i condensatori di accoppiamento interstadio (da 25 nF a 50 nF fra le due unità del primo tubo ECC 83, o 12 A × 7; da 10 nF a 25 nF sulle griglie di trasferitori catodici 12 AT 7 o ECC81 di uscita del preamplificatore). Si può anche aumentare la resistenza di carico della testina fino a 200 kΩ, il suo valore non è critico e spesso si determina sperimentalmente.

2) L'aggiunta di correttori a circuiti preesistenti è sempre problematica perchè comporta variazioni di carichi, di condizioni di lavoro in genere, che possono obbligare da una revisione totale dell'amplificatore. Comunque per l'equalizzazione delle curve di registrazione dischi può usare l'allegato circuito: (fig. 1). Il filtro antifruscio dovrebbe interessare 2 stadi; per non complicare eccessivamente la modifica si può usare il secondo circuito (fig. 2) di passa basso per l'attenuazione di 20 dB per le frequenze 10 kHz, 7 kHz e 5 kHz rispettivamente nelle posizioni 1, 2 e 3 del commutatore a 4 vie e 4 posizioni; la posizione 0 esclude il filtro. N.B. Se le alte frequenze risultassero troppo attenuate, si dovrebbero dimezzare i valori dei condensatori del filtro.

3) L'intero cablaggio con cavetto schermato introduce eccessiva capacità parassita. Specialmente dannosa nei collegamenti del carico alle placche. L'uso del cavetto schermato va limitato ai collegamenti di griglia (il più breve possibile) e laddove può rendersi necessario per eliminare inneschi di oscillazione, che spesso si evitano spostando qualche collegamento (per es.: allontanando i conduttori anodici dai circuiti di griglia controllo) e distribuendo opportunamente le prese di massa.

(*a. f.*)

0580 – Dott. R. Grappelli – Verona.

D. Da qualche tempo nella zona in cui risiedo la tensione di rete subisce degli sbalzi continui, anche del 20-25%. Ho anche il sospetto che si verifichino anche variazioni notevoli in frequenza.

Chiedo quindi:

1) lo schema di un filtro veramente efficace da inserire in rete dopo uno stabilizzatore a ferro saturo, per eliminare l'inevitabile ronzio conseguente;

2) un circuito di alimentatore stabilizzato, a valvole, tenendo presente che i due preamplificatori WAP/2 richiedono 20 mA per 300 V

in totale, e i due amplificatori di potenza (da 10 W) 120 mA ciascuno pure per 300 V

3) Consigliatemi un circuito optimum » per l'impiego in amplificatori di potenza dei trasformatori di uscita PARTRIDGE ultralineari, tipo P/5202, nella versione 7-9.000 Ω, adatti quindi per push-pull di EL 84. A questo proposito lo schema pubblicato su *l'antenna* del giugno 1962 a pag. 335, potrebbe essere quello adatto? E — nel caso — vi sarebbero correzioni o cambiamenti da fare?

E per finire una curiosità da appagare: è vero che è possibile impiegare con ottimi risultati delle normali bobine di linearità per televisori — debitamente regolate — come induttanze per filtri crossovers?

R. 1) Il ronzio dovuto allo stabilizzatore di tensione è di carattere meccanico e non può essere eliminato da alcun filtro. D'altronde non si saprebbe che cosa filtrare: nello stabilizzatore entrano ed escono solo i 50 Hz della rete, non è concepibile eliminare questa frequenza, perchè non si avrebbe più alcuna uscita.

Per eliminare l'effetto induttivo sul ricevitore conviene allontanare lo stabilizzatore di qualche metro dal ricevitore. S'intende che lo stabilizzatore deve essere ben schermato. Concludendo: unico rimedio è l'adozione di uno stabilizzatore che non ronzi, per es: quello della SCOTTI BRIOSCHI (200 VA; 220 V; rivolgersi all'Ufficio commerciale della C.G.E., cioè alla Compagnia Generale di Elettricità) non dà alcun disturbo avvertibile, anche se tenuto in prossimità del ricevitore; il suo prezzo è di circa 25.000 lire, ma serve egregiamente allo scopo e non disturba.

2) Le allego lo schema di un alimentatore stabilizzato elettronicamente capace di dare 130 mA con 300 V c.c. e di mantenere costante la tensione di uscita allo 0,2 % e meglio.

Nel suo caso occorrono due alimentatori autoregolati di questo tipo, uno per canale dell'impianto stereo.

L'induttanza del filtro deve essere almeno di 3 H ed avere una resistenza di circa 200 Ω; le resistenze sono tutte da 1 W. Può darsi che qualche valore di resistenza debba essere determinato sperimentalmente quando l'alimentatore abbia il suo carico effettivo.

3) Il T.U. Partridge può essere inserito in circuito ultralineare come tutti gli altri trasformatori di tale tipo, quindi lo schema di pag. 335 (*l'antenna* n. 6-1962) può servire di esempio, nè richiede modifiche. Bisognerà far attenzione al prelievo della controreazione, che dipende dal circuito dell'amplificatore di potenza.

4) Ritengo poco adatte le bobine di linearità orrizzontale per uso nei filtri crossover, perchè le induttanze ivi occorrenti devono essere in aria, di minima resistenza ohmica (quindi devono essere fatte con filo di ⌀ almeno 1 mm) e di notevole induttanza soprattutto nell'incrocio del woofer coll'altoparlante delle note centrali. Le forti potenze in gioco richiedono bobine grosse capaci di dissipare e sopportare energie notevoli.

Nessuno di questi requisiti è posseduto dalle bobine di linearità.

(*a. f.*)

0581 – Sig. Gradi Valdiero – Arezzo

D. Esiste qualche fascicolo de *l'antenna* o di *Alta Fedeltà* in cui viene trattato l'argomento dell'equalizzazione dei dischi microsolco, con gli schemi dei filtri d'ingresso per l'amplificatore?

R. L'argomento « Curve di equalizzazione dischi microsolco e a 78 giri/min » è ampiamente trattato nel volumetto « La Tecnica dell'Alta Fedeltà » - Ed. Il Rostro, di Gino Nicolao, alle pagine 145 ÷ 150.

L'Ing. F. Simonini ha pure trattato l'equalizzazione nella serie dei suoi articoli « Introduzione all'Alta Fedeltà » pubblicati dalle nostra rivista Alta Fedeltà, e precisamente nei seguenti numeri:

n. 7 - Novembre 1957 - pag. 11;
n. 5 - Maggio 1958 - pag. 124;

Lo stesso argomento è toccato diverse volte in vari articoli di alta fedeltà, ma in modo incompleto.

(*a. f.*)

Fig. 1/0580

a colloquio coi lettori

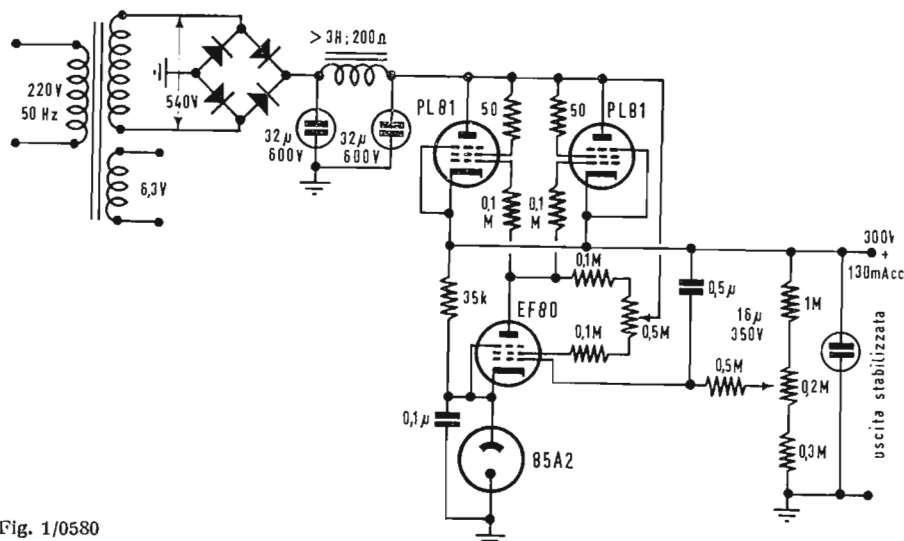
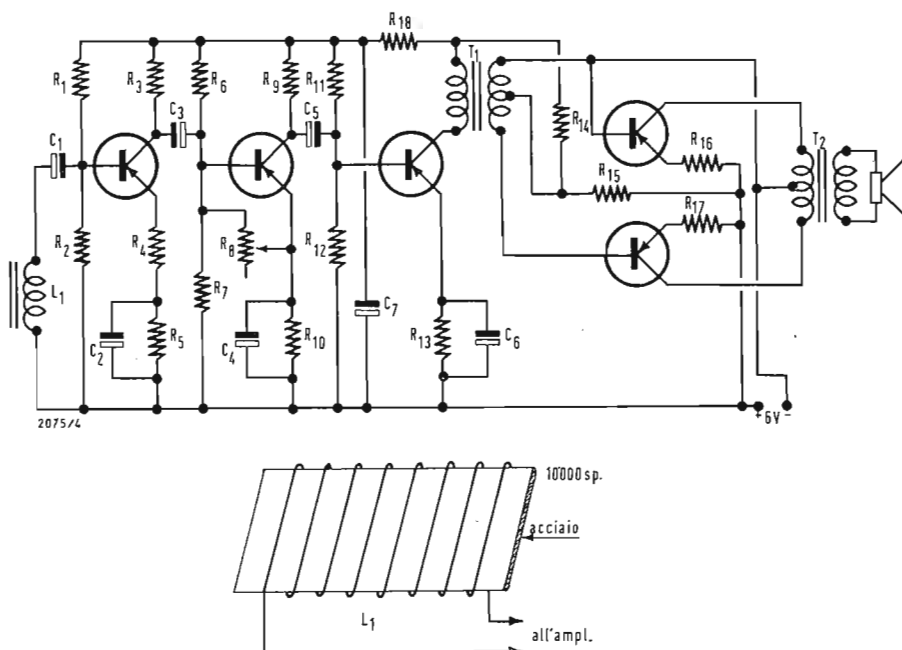
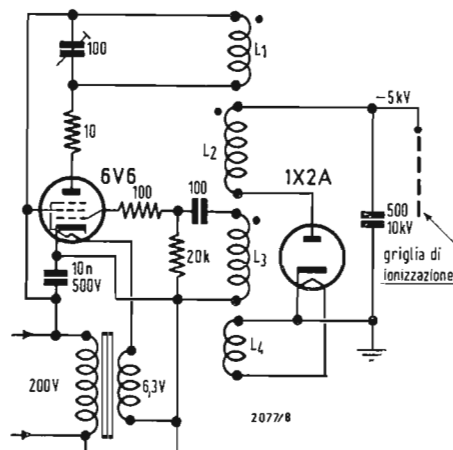



Fig. 1/0582

Fig. 1/0583

0582 - Sig. A. Rosi - Milano

D. Desidera lo schema di un apparecchio destinato ad amplificare le conversazioni telefoniche.

R. Un amplificatore di discreta potenza, realizzato in Francia è riportato in figura 1. I transistori usati sono del tipo 2N190 per quanto riguarda i tre primi stadi e due 2N186 (o OC72) per il circuito push-pull. La bobina L_1 che dovrà essere collocata in vicinanza dell'apparecchio telefonico sarà realizzata avvolgendo circa 10.000 spire di filo smaltato da 1/10 sopra una piastrina di acciaio avente le dimensioni di 10 × 5 cm. Il valore dei vari componenti il circuito è il seguente: C_1, C_3, C_5 = 5 μF 6 V elettrolitici; C_2 = 10 μF elettrolitico; C_4 = 30 μF elettrolitico; C_6 = 60 μF elettrolitico; C_7 = 50 μF elettrolitico.
R_1 = 39.000 Ω; R_2 = 12.000 Ω; R_3, R_6, R_7, R_9, R_{14} = 4.700 Ω; R_4 = 220 Ω; R_6 = 22.000 Ω; R_8 = 10.000 Ω potenziometro; R_{10} = 2.200 Ω; R_{11} = 6.800 Ω; R_{12} = 3.300 Ω; R_{13} = 1.000 Ω; R_{15} = 120 Ω; R_{16}, R_{17} = 8 Ω; R_{18} = 300 Ω; T_1 = 10.000/2.000 Ω; T_2 = 400/4 Ω.
I gruppi ad inserzione octal può richiederli direttamente alla ditta GBC.

(*P. Soati*)

0583 - Sig. F. Catalli - Pordenone; G. Bruzzone - Genova

D. È richiesto lo schema di un generatore di ioni negativi il quale possa essere usato, fra l'altro, per purificare l'aria di un locale situato in una zona industriale.

R. Lo schema che pubblichiamo in figura 1 è stato estratto dalla rivista argentina « Revista Telegrafica Electronica ». Da notare che la respirazione dell'aria ionizzata negativamente, da studi condotti da specialisti di molti paesi, sembra che manifesti effetti molto benefici per le affezione delle vie respiratorie, per l'asma, la bronchite, e su certe forme allergiche. Sembra che essa provochi la rapida guarigione delle scottature e la cicatrizzazione delle piaghe. Lo schema in questione si vale di una valvola 6V6 quale oscillatore, la cui frequenza è definita dai circuiti L_1 e L_3. La tensione raddrizzata, dell'ordine dei 5.000 V, è applicata fra la massa ed una griglia di ionizzazione dell'aria.
I punti segnati sullo schema, alle estremità delle bobine avvolte nello stesso senso, indicano la relativa uscita. Il trasformatore di alimentazione deve avere l'uscita per 6,3 V 0,45 A.

Le bobine dovranno essere montate su un supporto di buon cartone bachelizzato, o meglio ancora su un supporto di politene avente un diametro di circa 12 mm. Esse dovrebbero essere costruite con avvolgimento a nido d'ape, ciascuna con una larghezza di 3 mm, ma possono essere avvolte a spire unite entro dei rocchettini costituiti dal suddetto supporto nel quale sono infilati dei tondini di cartone del diametro voluto, a due a due, distanti fra loro 3 mm. Detti avvolgimenti, come è mostrato in figura 2, saranno effettuati facendo uso possibilmente di conduttore isolato da 0,1 mm suddiviso in sette capi. Le caratteristiche di ognuno di essi sono le seguenti:

L_1 = un rocchetto di 100 spire, larghezza avvolgimento 3 mm.; L_2 = sei rocchetti di 250 spire ciascuno, larghezza di ogni avvolgimento 3 mm.; L_3 = un rocchetto di 60 spire, larghezza avvolgimento 3 mm. Le estremità di ciascun avvolgimento saranno fissate tramite della colla. L'avvolgimento L_1 destinato al riscaldamento ad alta frequenza del filamento del tubo 1X2A del tipo a 1,25 V 0,2 A, si realizza accoppiando 3/4 di spira di filo di rame battuto di 8/10 alla bobina L_1. La tensione ottenibile dipende per l'appunto da tale grado di accoppiamento e a tale proposito occorre tenere presente che il filamento della valvola in questione deve

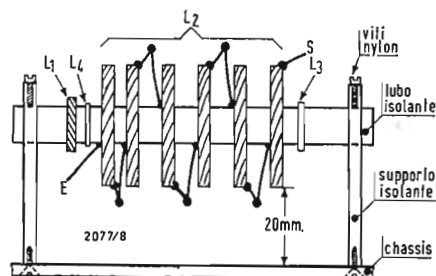



Fig. 2/0583

essere leggermente sottoalimentato allo scopo di aumentare la durata.

La resistenza da 20.000 Ω deve essere del tipo da 2 W, le altre da 0,5 W. Queste due ultime devono essere saldate direttamente ai piedini di placca e di griglia della valvola. Il condensatore di griglia da 100 pF deve essere adatto per una tensione V1 di 500 V mentre C_3 deve sopportare una tensione di almeno 10.000 V.

La griglia di ionizzazione, che deve essere ben isolata dallo chassis, è stata realizzata costruendo un quadro di 60 × 150 mm con filo di ferro da 3 mm con angoli arrotondati, e sul quale sono state avvolte delle spire spaziate di 10 mm l'una dall'altra di filo di rame nudo da 2/10 di diametro. L'insieme dovrà essere fissato allo chassis tramite due supporti isolanti (fig. 3). In figura 4 è mostrata la disposizione generale dei vari elementi compresi il ventilatore e la griglia plastica dalla quale fuoriesce l'aria ionizzata.

(*P. Soati*)

0584 - Sig. G. Uberti - Livorno; E. Losi - Pregnana.

D. Apparecchi a transistori di produzione giapponese.

R. Attualmente si trovano in Italia un numero indefinito di apparecchi di produzione giapponese, di contrabbando o meno, e prodotti da un numero di costruttori ancor più indefinito (fasulli compresi...).

Anche le case più serie non sono troppo propense a fornire i loro schemi, quasi si trattasse di progetti atomici sui quali sia necessario mantenere il più stretto segreto. Questa è la ragione per la quale consigliamo l'acquisto di apparecchi italiani, molti dei quali si trovano sul mercato a prezzi non superiori a quelli in questione e con il notevole vantaggio di poter sempre rintracciare tanto gli schemi elettrici quanto i pezzi di ricambio. Come bobina oscillatrice dell'apparecchio del signor Losi si potrebbe usare il tipo 0/190-3 della GBC, adatta per transistore tipo OC44, gamma di frequenza 530-1600 kHz, capacità di accordo 8-80 pF, oppure il tipo 0/190-5 avente caratteristiche similari, ma adatta per una capacità di accordo da 5-130 pF. La stessa ditta dispone di altre bobine oscillatrici quale il tipo 188-4 e i tipi Philips.

I condensatori elettrolitici il signor Uberti può richiederli direttamente alla GBC di Milano la quale dispone tanto dei tipi a 3, 6 V quanto di quelli a 10 V, naturalmente miniaturizzati, come richiesto.

Il catalogo della ditta in questione può essere richiesto per spedizione contro-assegno. Nello stesso sono indicati anche i valori unificati delle resistenze.

(*P. Soati*)

Fig. 3/0583

0585 - A. Savarino - Roma.

D. Sono richieste le caratteristiche anodiche delle valvole E90CC, E92CC, 65N7, 5963, 5965, 6AC7, 6AU6, 6AK5.

R. Come abbiamo già pubblicato altra volta di ciascuna valvola possiamo fornire i dati caratteristici d'impiego ma non le curve caratteristiche la cui riproduzione è causa di una perdita di tempo notevole.

D'altra parte dette curve possono essere richieste direttamente ai servizi tecnici delle case costruttrici le quali provvedono senz'altro per l'invio. Precisiamo gli indirizzi delle case interessate:

Fivre, Ufficio pubblicazioni tecniche, Via Guastalla 2, Milano.

Philips, Ufficio pubblicazioni, Piazza IV Novembre 3, Milano

(*P. Soati*)

0586 - G. Meli - Palermo.

D. Chiede se è possibile rintracciare lo schema di un televisore marca Grumwold.

R. Malgrado le nostre ricerche non ci è stato possibile rintracciare qualche ditta sotto il nome di Grumwold o di Ise. Probabilmente si tratterà di uno dei tanti televisori di costruzione artigianale, o casalinga, che sono in circolazione.

Dato che, come lei afferma, nel televisore in questione è montato un tubo della Elsi, potrebbe chiedere qualche informazione alla società in questione, la cui sede è per l'appunto a Palermo, la quale, nel caso abbia effettuata alla ISE una fornitura piuttosto rilevante, potrebbe essere in condizioni di fornirle qualche dato più preciso.

(*P. Soati*)

0587 - Sig. M. Ghilli - Pisa

D. Desidera avere informazioni circa la ricezione di una stazione radiofonica cinese.

R. La stazione da lei ricevuta sulla gamma dei 25 metri, non appartiene alla Cina vera e propria, bensì all'isola di Formosa (Taiwan). Effettivamente l'annuncio in lingua francese è quello di « *Ici la Chine libre* » ed in inglese « *This is the voice of free China* ». L'indirizzo è quello di Broadcasting Corporation, New Park, Taipei Formosa (Taiwan).

(*P. Soati*)

Fig. 4/0583

GAMME DI RICEZIONE	
OM	525 - 1605 KHz (570 - 186 m.)
OC	5,8 - 16,5 MHz (52 - 18 m.)
MF	87,5 - 104 MHz

Medie frequenze: MA = 468 KHz; MF = 10,7 MHz

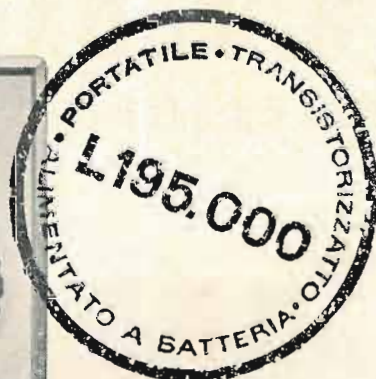
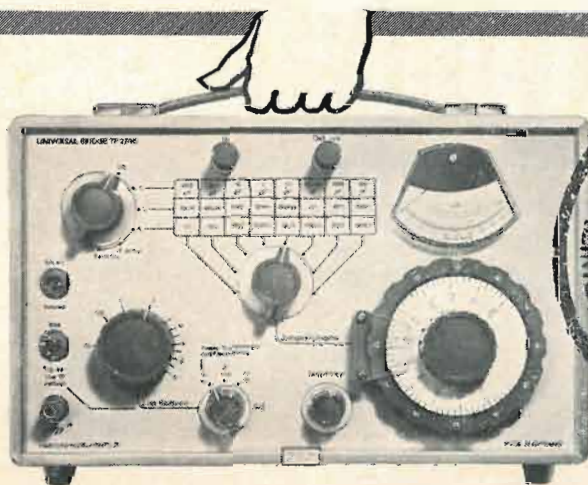
Schema elettrico del radioricevitore TELEFUNKEN Mod. Domino 36 RSF

- Condensatori a Film Poliestere Metalizzato
- Condensatori a Film Poliestere Puro
- Condensatori a Carta
- Condensatori Elettrolitici Bassa Tensione

Spezialfabrik für Kondensatoren
MANNHEIM, Augusta-Anlage 56
Casella postale 2345
(Repubblica Federale Tedesca)

Richiedete i ns. prospetti

Distributori per l'Italia: G.B.C. Italiana S.A.S., Viale G. Matteotti 66, Cinisello Balsamo (Milano) Tel. 92.89.391/2/3/4/5
Rappresentante per la Svizzera. Kurt Hirt - Elektronische Bauelemente - Scheuchzerstr. 8, Zürich 1, Tel. 26.78.08

PORTATILE • TRANSISTORIZZATO • ALIMENTATO A BATTERIA •
L.195.000

Ponte Universale 1% Tipo TF 2700

- C da 0,5 pF a 1100 µF in 8 portate.
  L da 0,2 µH a 110 H in 8 portate.
  R da 0,01 Ω a 11 MΩ in 8 portate.
  Q da 0 a 10 a 1 kHz.
  D da 0 a 0,1 e da 0 a 10 a 1 kHz.
- Eccitazione del ponte. Interna 1 kHz o esterna ad audio frequenza da 20 Hz a 20 kHz per misure di C, L e R.
- E' prevista l'inserzione di tensioni di polarizzazione c.c. del componente in prova.
- Dimensioni: cm. 23,5 x 29 x 23,5.
  Peso: 3,8 kg.

MARCONI INSTRUMENTS

Per le Vostre richieste,
Vi preghiamo rivolgerVi alla nostra Rappresentante:

MARCONI ITALIANA S.p.A.

Genova - Cornigliano - Via A. Negrone, 1A. Tel: 47 32 51-47 97 41
Milano - Via del Don, 6. Tel: 86 26 01-80 42 61
Roma - Via Adige, 39. Tel: 86 17 13-86 33 41

TC2591

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in **Italia: DIFFUSIONE MILANESE** - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano ● T.E.T. - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

ANTENNE

Massa Lombarda (Ra)
Via Pescatori
Antenne - Mixer - Dimixer
Signal Tracing a Transistor Tascabile

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

BIANTENNA - Milano
Lo Monaco Aurelio
Via Majella, 9 - Tel. 205.810
Antenna unica VHF-UHF

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Nichelino (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 66.12.75

ICAT - Milano
Via Rovani, 3 - Tel. 80.26.76
Impianti collettivi e singoli di antenne televisive - Assistenza tecnica.

NAPOLI - Milano
Via Livigno, 6/B
Tel. 60.35-44 - 60.35.59

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

RAPPRESENTANZE ESTERE

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416
Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r
Telefono 83.465
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Corso Lodi, 47
Tel. 580.792 - 580.907

BARLETTA - Apparecchi Scientifici
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 86.59.61/63/65
Oscilloscopi a memoria REMSCOPE - Televisione in circuito chiuso DAGE - Calcolatori elettronici analogici AD - Campioni e Ponti SULLIVAN - Reostati e Trasformatori RUHSTRAT - Strumenti elettronici DAWE - Apparecchi e Strumenti per la ricerca scientifica in ogni campo.

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Bivio S. Felice, 4
TRICHIANA - Belluno
Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

imetron - MILANO
Via Teodosio, 33 - Tel. 23.60.008
Apparecchiature Elettroniche per Industria e Automazione

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MARCONI-ITALIANA
Via del Don, 6 Milano

SEB - Milano
Via Savona, 97 - Tel. 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano
Via Lazzaretto, 17
Tel. 664.147 - 652.097
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LANZONI G. - Milano
Via Comelico, 10 - Tel. 58.90.75
Elettromateriali - Cavi - Antenne e Centralizzati - Televisori - Radio - Parti staccate elettroniche.

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MELCHIONI S. p. A. - Milano
Via Friuli, 15 - Tel. 57-94 - int. 47-48
Valvole - Cinescopi - Semiconduttori - Parti staccate radio-TV - Ricambi PHILIPS

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RAYTHEON-ELSI
Piazza Cavour, 1 Milano
Diodi - Transistori - Raddrizzatori

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S G S - Argrate Milano
Diodi - Transistori

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13 - Tel. 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome collettivo
di Gino da Ros & C.
Vimodrone (Milano) - Via Gramsci, 39
Tel. 28.99.086 - 28.99.263

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARENS - Milano
Via Oxilia, 22
Telefono 28.96.032

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.
Viale E. Forlanini, 54
Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio - TV - Giradischi

MICROPHON - Siena
Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

ULTRAVOX - Milano
Via Giorgio Jan,5
Telefono 22.21.42

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE
Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

NORDMENDE

JAHR - Radiocostruzioni
Milano - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

Supertester 680 C

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore! **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca. **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!** Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare **sovraccarichi accidentali od erronei anche mille volte superiori alla portata scelta!** Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:** con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:** con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e **2500** Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate: 50 μA** - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**1 portata:** 200 μA. C.A.
OHMS:	**6 portate:** 4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:** da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:** (2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA:	**3 portate:** 0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:** 2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:** da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per **misure Amperometriche in corrente alternata** con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.; con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980, oppure con l'ausilio della Pinza Amperometrica AMPERCLAMP **(qui a parte descritta)** senza dover aprire **od** interrompere i circuiti da esaminare.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometro a tenaglia *Amperclamp*

Per misure amperometriche immediate in C. A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica **va usata unitamente al nostro SUPERTESTER 680 C** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 μA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1.000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi Mod. TRANSTEST 662 I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 C, di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 C può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: **Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.**

A dotazione dell'apparecchio viene dato gratuitamente un dettagliatissimo manuale d'istruzione che descrive in forma piana ed accessibile a tutti come effettuare ogni misura e chiarisce inoltre al tecnico meno preparato i concetti fondamentali di ogni singolo parametro. L'apparecchio è costruito intieramente con una nuovissima resina che lo rende assolutamente infrangibile agli urti. Per quanto si riferisce alla sua perfetta e professionale progettazione e costruzione meccanica ed al suo particolare circuito la I.C.E., avendo adottato notevolissime ed importanti innovazioni ha ottenuto anche per questo suo nuovo apparecchio diversi Brevetti Internazionali!

Minimo peso: grammi 250.
Minimo ingombro: mm 126 x 85 x 28.

PREZZO NETTO: SOLO L. 6.900 !!

Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento all'ordine o alla consegna, omaggio del relativo astuccio identico a quello del SUPERTESTER I.C.E. ma bicolore per una facile differenziazione.

I. C. E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6